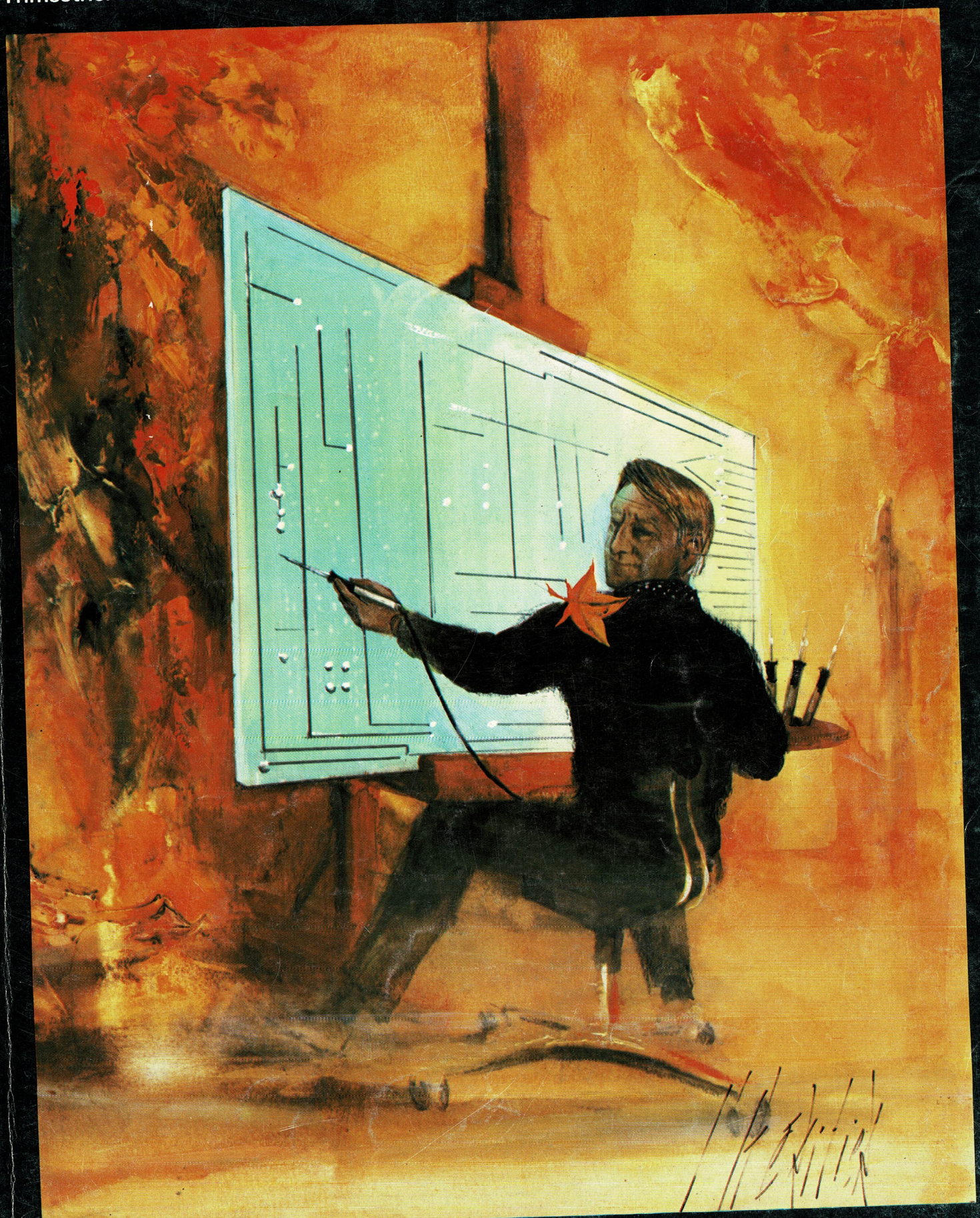
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel Nº 7 - Automne - 1978 - 15 f



SUISSE : 6,50 FS - ALGÉRIE : 15 DIN - TUNISIE : 1 500 MIL - CANADA : 2,75 DOLLARS - ESPAGNE : 260 PESETAS

CONSEIL ET PROMOTION

PRESENTE

IC MASTER 78

UN LIVRE UNIQUE QUI CONTIENT:

CINQ SECTIONS SPECIALISÉES. Tous les circuits intégrés fabriqués par plus de 80 sociétés sont répartis entre ces cinq sections : Digitaux, Interface, Linéaires, Mémoires et Microprocesseurs. Chaque section est divisée en sous-sections correspondant aux fonctions et aux paramètres clés. Vous y trouverez donc tous les produits disponibles correspondant à votre besoin précis.

PLUS DE 1000 PAGES d'informations techniques fournies directement par les fabricants de circuits intégrés vous donnent les détails indispensables à la sélection du circuit qui vous convient parmi 17000 autres.

LE RÉPERTOIRE DES SECONDES SOURCES. Ce répertoire est le plus complet et le plus fiable à ce jour. Nous avons demandé à chaque fabricant de nous indiquer, sous sa propre responsabilité, quels étaient les circuits de ses confrères pour lesquels il proposait une seconde source directement interchangeable broche à broche. Vous évitez les recherches fastidieuses, les comparaisons hasardeuses et les erreurs malencontreuses.

UN INDEX COMPLET DE LA NOMENCLATURE MILITAIRE américaine et un tableau de correspondance permettant d'identifier tous les produits qualifiés JAN. Ce tableau de conversion permet de retrouver les références commerciales à partir des références de la norme MIL STD 38510.

UN TABLEAU DES HOMOLOGATIONS donne la liste de 40 fabricants et des produits qu'ils proposent sous les normes MIL STD 38510 et MIL STD 883. Il signale également les fabricants qui acceptent de faire des sélections particulières.

UN INDEX JAN. Pour la première fois au monde, ce guide par fonction vous permet de savoir s'il existe un produit homologué JAN répondant à votre application. S'il existe, il précise ses références commerciales et militaires (MIL STD 38510).

UN RÉPERTOIRE PAR NUMÉRO. Cette idée révolutionnaire consiste à présenter par ordre numérique, sans tenir compte des préfixes et suffixes littéraux, tous les produits des 84 fabricants répertoriés. Vous pouvez ainsi retrouver sans difficulté un circuit dont vous ne connaissez pas le fabricant ou dont les références sont incomplètes. Le répertoire vous indique tous les produits ayant un chiffre commun pour base,la page et la ligne où vous le trouverez dans les sections spécialisées et, éventuellement, les notes d'application le concernant.

LE RÉPERTOIRE DES NOTES D'APPLICATION. Pour l'établir, nous avons demandé à chaque fabricant de nous donner la liste des notes d'application qu'il considère comme étant d'actualité. Nous avons ainsi éliminé tous les documents périmés ou dépassés. Chaque note fait l'objet d'un résumé très bref; le fabricant du produit et la référence de la note sont indiqués.

UN REPERTOIRE DES PRODUITS. Chacun des 84 fabricants répertoriés y figure avec la liste complète et à jour des produits qu'il propose. Bien entendu, à côté de chaque référence figure la page et la ligne correspondant dans les sections spécialisées.

UN GUIDE DE DECODAGE. Chaque fabricant ayant son propre système d'identification des boitiers, gamme de température, fonction,... il nous a paru indispensable de préciser pour chacun d'eux le code correspondant. Ce guide vous permettra soit de mieux identifier un produit, soit d'éviter des erreurs coûteuses au moment de passer une commande d'approvisionnement.

UN ANNUAIRE DES FABRICANTS ET DISTRIBUTEURS. Vous y trouverez les adresses, téléphones et télex de tous les fabricants. Après chacun d'eux nous avons donné les mêmes renseignements sur ses agents et ses distributeurs.

TROIS MISES A JOUR PAR AN. L'information est une denrée périssable surtout dans le domaine des circuits intégrés. Trois fois par an, nous vous envoyons sous forme de brochure les mises à jour qui font que votre IC MASTER n'est jamais périmé quelle que soit la rapidité de l'évolution.

BON DE COMMANDE

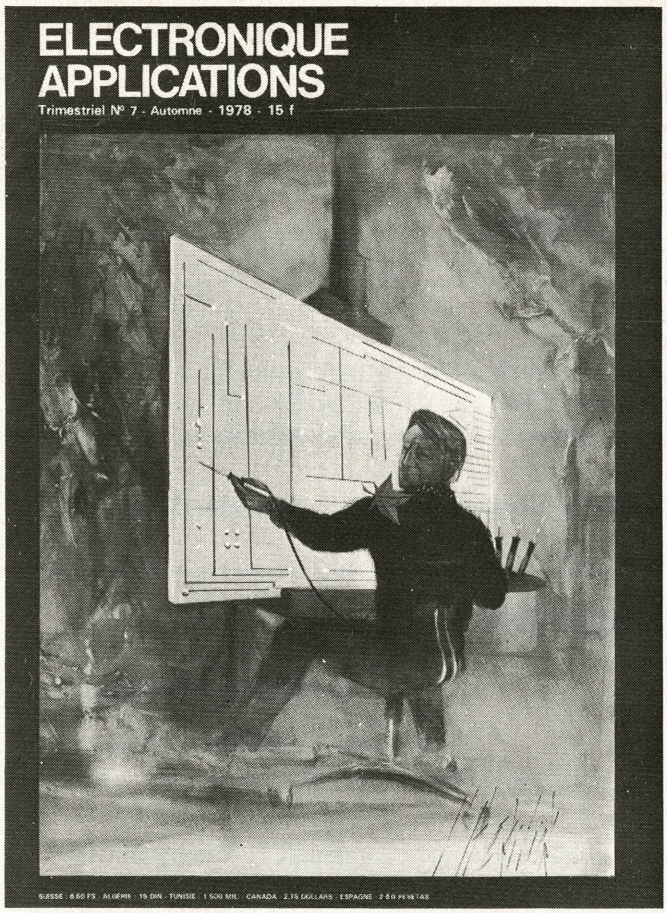
Je vous passe commande d'un IC MASTER 78 au prix exceptionnel de **620**,00 francs toutes taxes comprises, franco de port et d'emballage.

mon nom_____ ma société_____

mon adresse _____

_____

ci-joint chêque bancaire ☐ CCP ☐ de **620**,00 francs à l'ordre de CONSEIL ET PROMOTION , 1 rue Damiens - 92100 - Boulogne-Billancourt



Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction – Rédaction – Administration – Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 – Télex : PGV 230472F
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris – Tél. : 285.04.46.

Président-directeur général : Directeur de la publication
Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef
Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Jean-Claude Baud, Henry Copin, Jos De Neef, Michel De Pracontal, Pierre Ethenoz, Denis Floutier, Pierre-Louis Grenier, Patrick Gueulle, Daniel Heyden, Jacky Jégou, Félix Juster, Pierre Lemeunier, Jean-Louis Milhaud, Michel Ouaknine, Catherine Peaucoup, Alain Pelat, Frédéric Rutkowski, Jean Sabourin, Jacques Trémolières.**

Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à **62 000 exemplaires**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
1 an (4 numéros) : **48 F** (France) – **65 F** (Etranger)
Copyright 1978 – Société Parisienne d'Edition
Dépôt légal 3e trimestre 78 N° éditeur : 649

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1er de l'article 40).
« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal. »

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles. Celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

Distribué par SAEM Transports Presse – Imprimerie : Edicis, 75019 Paris.

SOMMAIRE

Analyse
La B.L.U. (suite) 61
REPROM en C.MOS 79
Systèmes électroniques de synchro pour cinéma sonore de petit format 129

Applications
Répondeur téléphonique à cassette 21

Circuits intégrés
Voltmètres de tableau avec les ICL 7106/7107 121

composants
Diodes et diodes zéner (fin) 93

Electronique médicale
Ionisation négative artificielle atmosphérique 5
Effets biologiques des champs électromagnétiques non ionisants 71

Etude
Circuits de couplage pour étages HF de puissance 39
Evaluation des performances d'un régulateur de tension 125
Filtres actifs 135

Mesures
Les bases de temps dans les compteurs-fréquencemètres 13

Schémathèque
Amplificateurs UHF 51
Presse technique étrangère 119

Technologie
Le circuit imprimé 27
Câblage et circuits hybrides 33

Visite
Le port du Havre 85

La robotique industrielle 97
Automobile : allumage électronique 101
Fiches techniques : microprocesseurs 103
Les transmissions dans l'armée de l'air 147
Physique : les contacts électriques imparfaits 151
Réseaux de distribution des semi-conducteurs 153
Bibliographie 160
Nouveautés – Informations 162

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Comment souscrire un abonnement ?

- **par correspondance,** en utilisant le bulletin d'abonnement ci-dessous, à retourner à : ELECTRONIQUE APPLICATIONS 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19.
- **chez votre marchand de journaux habituel,** en lui remettant le bulletin d'abonnement ci-dessous dûment rempli.

A découper suivant le pointillé (ou à photocopier si vous ne voulez pas mutiler votre revue)

BULLETIN D'ABONNEMENT

Nos tarifs :		(1) FRANCE	ETRANGER
ELECTRONIQUE APPLICATIONS (4 numéros)	– 1 AN ☐	48,00	65,00

Informations :

- **pour les changements d'adresse** : joindre la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F en timbres-poste, et des références complètes de la nouvelle adresse.
- **pour tous renseignements** ou réclamations, concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

(1)

☐ Je m'abonne pour la première fois à partir du numéro

☐ Je renouvelle mon abonnement :
et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à ce bulletin la somme de : .... francs

(1)

par : – chèque postal ☐ sans n° de compte
– chèque bancaire ☐
– mandat-lettre ☐

(1) ☐ Mettre une croix dans les cases ci-dessus correspondantes

Ecrire en capitales, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre 2 mots. Merci

Nom, Prénom (Attention : prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M., Bâtiment, Escalier, etc.)

N° et Rue ou Lieu-Dit

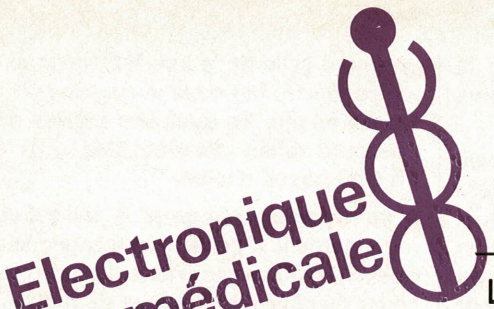
Code Postal

Ville

Dept	Cne
13	

Quartier
19

Ne rien inscrire dans ces cases



L'influence des conditions climatiques sur l'état de bien-être de l'individu n'est plus à démontrer. Elle a donné naissance à la biométéorologie. Cette discipline englobe diverses manifestations dont nous pouvons citer pour mémoire : le champ électrique atmosphérique, le géomagnétisme, l'activité électromagnétique d'origine solaire, l'ionisation de l'air.

Cette dernière manifestation a des effets biologiques sur les êtres vivants, notamment : retard de croissance de colonies bactériennes, augmentation de taux de croissance de céréales, action sur les insectes.

L'ionisation négative artificielle atmosphérique

Les études sur les animaux, et surtout chez l'homme, montrent le rôle thérapeutique joué par les ions en suspension dans l'atmosphère, malgré leur faible concentration dans l'air.

Cette thérapeutique, malheureusement discrète, mérite d'être connue à deux titres : d'abord par son efficacité et son absence d'effet secondaire, ensuite à cause de la pollution croissante de l'atmosphère que nous respirons et qui est à l'origine de nombreux maux.

Lieux	Ions négatifs par cm^3 d'air
Montagne	1 500
Campagne	500 à 1 000
Air après orage et avant repollution	1 500 à 2 500
Ambiance urbaine avec nuisance	100 à 500
Appartements et bureaux en ville	10 à 20
Locaux climatisés	0

Tableau 1

Introduction

Depuis fort longtemps, depuis que le monde est monde probablement, on a constaté l'influence de l'électricité atmosphérique sur les êtres vivants. Le temps orageux, l'atmosphère sèche ou humide, les vents, sont autant de facteurs climatiques dont le rôle est modéré ou exacerbé selon les régions de plaines, de bords de mer ou de montagnes ; pourtant la composition chimique de l'air est sensiblement la même.

En fait, la composition chimique de l'air est-elle suffisante pour juger de son action salutaire. Il semblerait que non, puisque intervient également l'aspect physique de cette composition. Par aspect physique il y a lieu de distinguer la grosseur des corpuscules inhalés (atomes, molécules, particules) et leur charge électrique (positive ou négative).

La médecine nous a peu accoutumés à cette façon de voir les choses. En effet, la physio-pathologie respiratoire fait le bilan de l'oxygène et du gaz carbonique sanguin (pressions partielles artério-veineuses), elle permet de juger la qualité de la membrane alvéolaire, les caractéristiques de la mécanique

ventilatoire. Ensuite intervient le classement en maladies ou en grands syndromes, dont les traitements sont bien codifiés.

En fait, il serait intéressant d'intervenir avant la maladie, c'est-à-dire dans cet espace compris entre la santé et la maladie, au moment où se constitue un déséquilibre physiologique : c'est l'espace idéal pour l'action préventive. Cela ne veut pas dire qu'il y ait moins de problèmes à résoudre, que ceux-ci soient plus simples à appréhender, que nous sommes bien équipé pour les aborder. Bien au contraire, tout est à faire : d'abord la détection, au moment où la physiologie bascule dans la pathologie, ensuite dans le traitement où l'allopathie contemporaine emploie des moyens trop importants pour corriger les déséquilibres de la pathologie; enfin dans l'absence de traitement, qui serait la finalité d'une bonne prévention.

Gagner des années sur la vieillesse est une bonne chose en soi, encore faut-il que ces années ne se passent pas en réanimation dans une unité de soins intensifs. C'est pourquoi la prévention est une voie économique en matière de santé publique, bien que cela ne soit pas très bien compris par les pouvoirs publics, si l'on en juge par la répartition des budgets du ministère concerné.

L'ionisation artificielle atmosphérique représente l'un des créneaux riche en promesses pour une thérapie très élargie (pneumologie, cardiologie, endocrinologie...) et une prévention efficace couvrant les mêmes domaines.

L'ionisation naturelle

L'être humain baigne dans un environnement où le microclimat qui l'entoure lui fait subir certaines contraintes. Après une longue adaptation, un équilibre biologique se réalise. Les variations observées dans ce microclimat (météorologiques, telluriques, cosmiques) influent sur l'état de santé, comme l'ont bien observé les spécialistes de la biométéorologie. Toutefois, nous limiterons cette étude au rôle joué par les ions formés dans l'atmosphère et les conséquences de leur absence ou de leur présence selon qu'ils sont chargés positivement ou négativement.

La charge est liée à une particule dite « élémentaire ». Nous avons découvert au cours des dernières années de nombreuses particules élémentaires, dont la plupart possèdent une charge positive ou négative. En général leur durée de vie est brève. Seuls, l'électron (porteur de charge négative) et le proton (porteur de charge positive) sont des particules chargées stables dont la durée de vie est pratiquement infinie au sein de la matière.

Les protons (et les neutrons), avec les électrons, forment les atomes, électriquement neutres. Les atomes formant à leur tour des molécules. Si un atome, ou une molécule, perd un ou plusieurs électrons, sa charge devient positive, c'est un ion positif. Au contraire, si un atome, ou une molécule, capte un ou plusieurs électrons, sa charge devient négative, c'est un ion négatif.

Les petits et les gros ions

Les petits ions, que l'on appelle également les ions gazeux ou légers, sont les atomes ou les molécules ionisées d'oxygène, d'azote, de gaz carbonique. Les petits ions ne restent que très peu de temps à l'état monomoléculaire, par suite de l'agitation moléculaire et des effets de l'attraction électrostatique, ils forment des édifices plus complexes porteurs de charge positive ou négative.

Les plus petits ions sont l'électron (–) et le noyau d'hydrogène, le proton (+). En outre, sachons qu'un atome moins un électron (ion +) forme avec un électron (ion –) une paire d'ions.

Les gros ions sont des particules solides ou liquides en suspension dans l'atmosphère sur lesquelles se sont agglutinés un ou plusieurs petits ions. Ils ont une masse de 1 000 à 2 000 fois supérieure à celle des petits ions et, par conséquent, une mobilité de 1 000 à 3 000 fois plus réduite.

C'est Langevin qui, en 1905, découvrit les gros ions et il proposa un mode de formation **(fig. 1)** faisant intervenir l'influence des divers rayonnements que l'on peut rencontrer dans notre atmosphère.

Facteurs ionisants naturels

● La radioactivité naturelle produit par désintégration de ses éléments, des rayonnements alpha, béta et gamma. Le **rayonnement alpha** est composé de noyaux d'hélium (deux protons et deux neutrons) assez peu pénétrant et dont les particules composantes se déplacent à une vitesse atteignant le dixième de celle de la lumière. Ce rayonnement est très facilement absorbé mais dans la faible couche atmosphérique, de quelques centimètres, parcourus par ces particules, on note la formation de 200 à 250 000 paires d'ions.

● L'électron, lorsqu'il provient de la radioactivité, s'appelle particule bêta, ou **rayonnement bêta.** Ces particules sont animées d'une grande vitesse, voisinant celle de la lumière, mais peu ionisantes du fait de la masse des particules en jeu. En quelques mètres de parcours elles forment de 20 à 25 000 paires d'ions.

● **Le rayonnement gamma,** qui est un rayonnement X pénétrant, forme quelques 30 000 paires d'ions sur un parcours de plusieurs dizaines de mètres. Ce rayonnement est issu de radioéléments qui donnent naissance à des émanations gazeuses radioactives (radon, par exemple). L'action de ce rayonnement se manifeste surtout au-dessus des continents. Au-dessus des océans et des régions polaires, la radioactivité est faible et l'ionisation a d'autres origines : notamment l'oxygène ionisé produit par le plancton et le déplacement de la neige par le vent, dans les régions polaires, comme facteur d'ionisation.

● Le **rayonnement cosmique** est un rayonnement complexe provenant de l'espace, il est composé de diverses particules : mésons, neutrinos, etc. Ces particules sont très pénétrantes. Le neutrino, par exemple, vient des espaces galactiques, traverse la terre de part en part sans subir apparemment de ralentissement. Ces particules rencontrent des atomes de l'air, les ionisent et parfois même les brisent d'où naissance de nouveaux atomes et de rayonnements secondaires (alpha, bêta), le tout variant en fonction de l'altitude. En effet, on estime qu'au-delà de 1 000 mètres d'altitude, le rayonnement cosmique joue un rôle essentiel (avec les rayons ultra-violets) dans l'ionisation de l'air. A 5 000 mètres d'altitude on pense qu'il y a formation d'environ 7 paires d'ions/cm/s.

● La **photosynthèse** est un facteur naturel d'ionisation. En retenant l'hydrogène ionisé de l'eau, la plante rejette de l'oxygène ionisé dans l'atmosphère. Au niveau des mers, cette production d'oxygène est très importante (80 % de l'oxygène de notre atmosphère), elle provient essentiellement du plancton et de la flore marine. On comprend dès lors le rôle de la pollution des mers par les hydrocarbures dont le dépôt, sous forme de film, modifie sur de grandes surfaces le rayonnement participant à la photosynthèse, donc la production d'oxygène.

● L'**effet Lénard,** ou **ballo-électricité,** est lié à la pulvérisation des liquides en général et de l'eau en particulier. En effet, en bordure de mer, les vagues se brisant sur les rochers engendrent des micro-gouttelettes. L'ionisation est due à la présence d'une double couche électrique à la surface du liquide. Nous avons le même phénomène près des cascades ou lors de fortes pluies.

Facteurs ionisants artificiels

● Il est possible de provoquer l'ionisation par des moyens artificiels plus ou moins simples. Ainsi, le **frottement** est certainement le moyen le plus simple et aussi le plus ancien d'électriser positivement ou négativement une substance (frottement d'une peau de chat sèche sur un bâton de verre (+) ou sur un bâton de résine (–)).

● Les **pointes métalliques** permettent de fortes densités électriques assurant ainsi l'érnission d'ions, parfois même de lueurs (feu de Saint-Elme). Toutefois, si le pouvoir des pointes favorise l'ionisation atmosphérique, il contribue également à la production d'ozone. C'est la raison pour laquelle, dans certains générateurs d'ions utilisant ce processus, des précautions particulières sont prises pour éviter la formation d'ozone.

● Si l'on chauffe un fil de platine, dans le vide, il émet des électrons, c'est l'**effet Edison.** On obtient le même résultat avec une pointe chauffée au rouge, au moyen d'un bec bunsen.

● Nous citerons seulement pour mémoire la formation d'ions au moyen de décharges électriques, d'effets photoélectrique, de réactions chimiques, dans les plasmas (notamment dans la magnéto-hydrodynamique – MHD).

Le champ électrique atmosphérique

Parmi les facteurs ionisants naturels, le champ électrique atmosphérique mérite à lui seul quelques lignes, tant il est important. Comme nous l'enseigne la géophysique, la terre : bonne conductrice, est enveloppée d'une atmosphère isolante coiffée d'une couche conductrice : l'ionosphère. La surface terrestre est ionisée négativement et la haute atmosphère (ionosphère) est ionisée positivement, l'ensemble formant un immense condensateur sphérique **(fig. 2).**

L'atmosphère, comprise entre les deux armatures de ce condensateur, est soumise à un champ électrique dont le gradient est dirigé verticalement de haut en bas. Les équipotentielles sont parallèles à la surface terrestre, sauf au voisinage immédiat du sol où elles subissent les dénivellations du relief. Près du sol on considère un gradient de potentiel d'environ 130 V/m, mais cette valeur varie selon les régions, le jour ou la nuit, les saisons, etc. On comprend dès lors qu'un objet situé à une certaine altitude, mais relié au sol par un élément conducteur, canalise un flux d'ions beaucoup plus important que si cet objet était isolé du sol. De telles situations (effet de pointe) se rencontrent partout : ce sont les arbres, les paratonnerres, les clochers des églises.

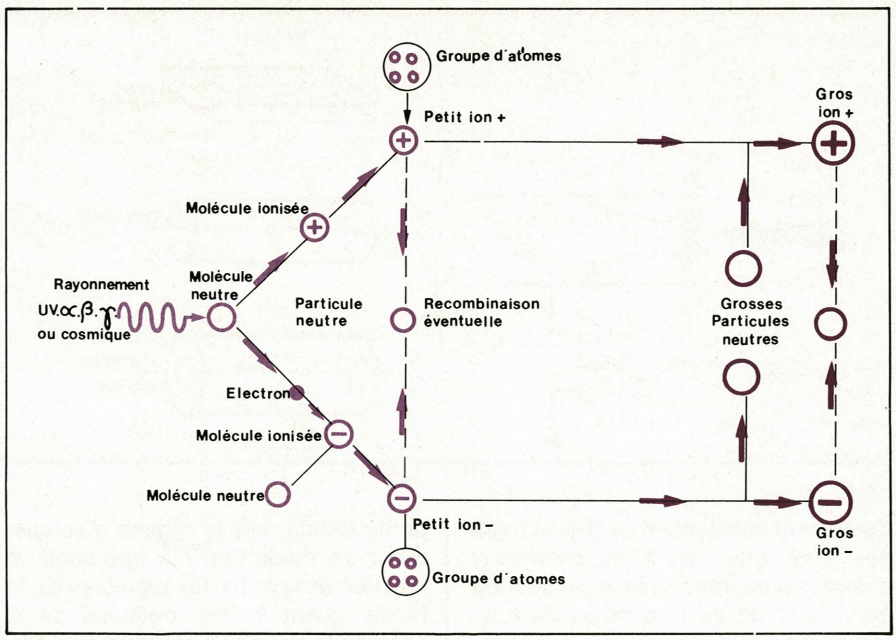


Fig. 1

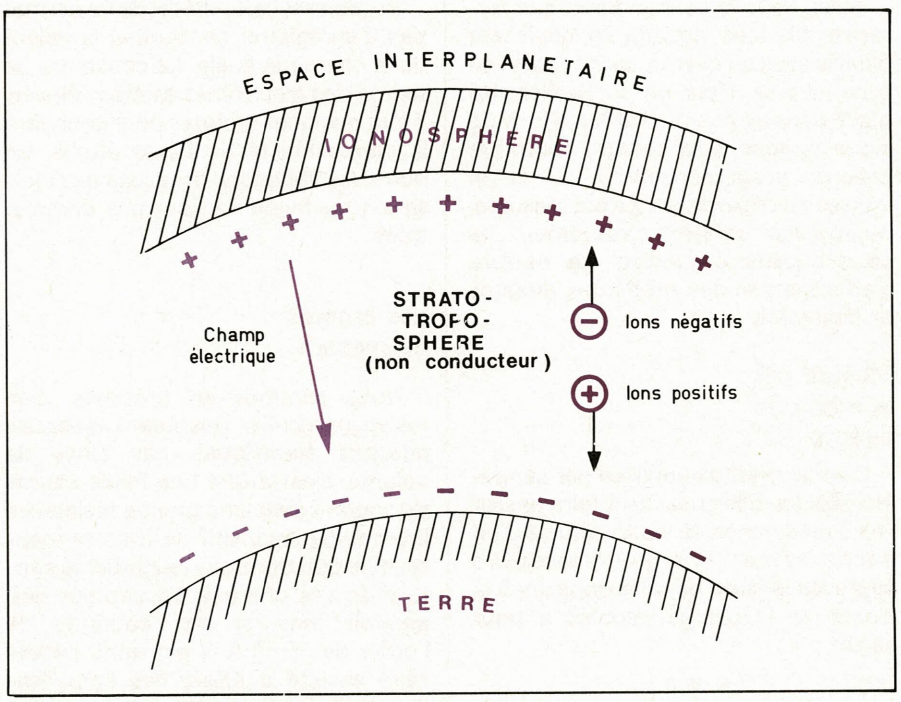


Fig. 2

Il est certain que ce mouvement vertical des ions est perturbé par les conditions météorologiques et qu'il existe également un déplacement horizontal non négligeable. Néanmoins, globalement, le mouvement des ions positifs se fait vers la terre, celui des ions négatifs vers l'ionosphère et le condensateur terrestre se décharge. D'après Henry M. (2) cette décharge se ferait d'une façon presque complète au bout d'une heure. Or en fait il n'en est rien, car le condensateur terrestre se recharge en permanence. Le principal mécanisme assurant cette recharge est représenté par l'activité orageuse. En effet, de par le monde, se produit en permanence de 2 000 à 5 000 orages donnant naissance à une centaine de coups de foudre par seconde, dont le tiers frappe le sol.

Mesure de l'ionisation

L'étude de la mesure de l'ionisation, ou l'étude de la conductibilité atmosphérique, est liée à la présence d'ions positifs et négatifs et est fonction de leurs masses et de leurs charges, dont les valeurs sont très variables. La mesure est basée sur le phénomène de la déperdition. En effet, lorsqu'un corps conducteur chargé est placé sur un support isolé, il subit de la part de l'atmosphère environnante un bombardement permanent d'ions. Ce bom-

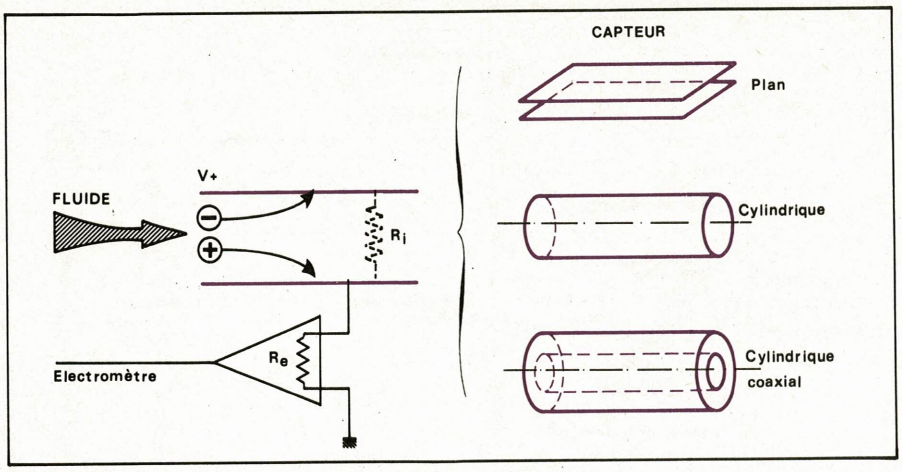


Fig. 3

bardement correspond au mouvement des ions, que l'on peut considérer comme un courant ionique, ce courant étant le reflet de la conductibilité du milieu.

Ainsi, dans le champ électrique terrestre, les ions positifs se déplacent dans le sens du champ, les négatifs : en sens inverse. Pour un corps électrisé placé dans ce champ, l'afflux d'ions de signe opposé à sa charge, neutralise celle-ci progressivement. C'est la vitesse de déperdition qui est mesurée, puisqu'elle reflète directement la conductibilité du milieu. La mesure s'effectue par des méthodes directes et indirectes.

Mesure par la méthode directe

C'est la méthode utilisée par Langevin-Moulin. Elle consiste à faire passer l'air à mesurer entre les armatures d'un condensateur chargé. L'armature capte les ions de polarité opposée à la sienne et la charge écoulée a pour valeur :

$$q = n\,e$$

avec n : nombre de charges élémentaires captées, e : charge de l'électron, q : quantité mesurée au moyen d'un électromètre.

Il est nécessaire de choisir une valeur du débit d'air qui vérifie une relation entre ce débit, la composition ionique de l'air et la ddp aux bornes du condensateur. (En inversant le sens du champ, on mesure la conductibilité due aux ions de charge opposée).

Mesure par la méthode indirecte

C'est une méthode récente, qui diffère de la précédente essentiellement par la valeur du débit de l'air, qui est beaucoup plus importante. L'armature du condensateur ne capte qu'une partie des ions mais la grande valeur du débit élimine les artéfacts dûs aux petits débits, tels le régime d'écoulement du fluide (parfois turbulent), la réaction des parois des tubulures sur le fluide, quant à l'homogénéité de la composition ionique de ce fluide, etc.

Par contre, cette méthode ne permet pas d'enregistrer en continu la valeur de la charge spatiale. La constante de temps des électromètres étant élevée, il faut quelques minutes pour connaître la conductibilité du fluide étudié. En outre, les variations brusques de l'ionisation du fluide ne sont pas enregistrées.

Les critères de mesure

Nous sommes en présence d'un milieu particulier possédant quelques charges électriques par unité de volume, c'est-à-dire une faible source de courant avec une grande résistance interne. Le dispositif de mesure (capteur) ne doit donc pas perturber la capture de ces charges. Le capteur doit pouvoir mesurer des courants de l'ordre de 10^{-14} A, il est donc nécessaire ensuite d'utiliser des amplificateurs très performants.

Si l'ensemble amplificateur-capteur possède des caractéristiques bien définies, le débit du fluide à travers le capteur n'en possède pas moins une grande importance et il est souhaitable d'adjoindre à l'ensemble un débitmètre.

Admettons maintenant une particule de rayon **r** dont l'ionisation lui confère une charge **e** (charge élémentaire de l'électron) qui sera négative ou positive selon l'apport ou le retrait d'un électron à cette particule. Celle-ci sera soumise à un champ électrostatique **E**, vertical, et compté positivement de haut en bas. La mobilité de cette particule ionisée sera tributaire des conditions suivantes :

– le poids de la particule (masse volumique : ρ)

$$mg = 4/3\ \pi r^3 \rho g \qquad (1)$$

– la poussée du fluide dans laquelle baigne la particule (masse volumique du fluide : ρ')

$$P = 4/3\ \pi r^3 \rho' g \qquad (2)$$

– la force due au champ électrostatique vertical

$$F = eE \qquad (3)$$

– la résistance du fluide opposée au mouvement de la particule (loi de Stokes)

$$R = 6\pi\eta\ rv \qquad (4)$$

où η est la viscosité dynamique du fluide

et v la vitesse de la particule.

La résistance R limitera la vitesse de la particule et la vitesse de celle-ci dépendra de l'égalité

$$R = (mg - P) + F \qquad (5)$$

soit :

$$R = \frac{2r^2\,(\rho - \rho')}{9\eta} + \frac{eE}{6\pi\eta}\,r \qquad (6)$$

Il est certain que dans le domaine de l'ionisation atmosphérique les masses volumiques en jeu sont très voisines et l'on peut considérer $\rho = \rho'$. Ainsi, existe-t-il une relation directe entre le champ électrostatique **E** et la mobilité **u** de la particule liée à sa charge :

$$u = \frac{e}{6\pi\eta\ r} \qquad (7)$$

telle que : $v = uE$ (8)

Ces éléments permettent, entre autres, de déterminer la géométrie du capteur.

● Le capteur

C'est un condensateur se présentant sous diverses géométries **(fig. 3)** dont l'une des armatures est portée à un potentiel V^+, l'autre étant reliée à un électromètre (tout au moins dans le cas de notre figure, car l'inverse est possible si l'on désire mesurer la charge des ions négatifs). L'air porteur des particules ionisées, est aspiré au moyen d'une turbine.

La géométrie, les dimensions du capteur et le débit de la turbine conditionnent la capture totale des porteurs de charge d'un même signe. Pour déterminer le débit limite, Curie. C et Dang Phoc Ly placent deux capteurs en ligne et enregistrent la réponse des deux électromètres. Pour les faibles débits, le capteur placé en amont collecte tous les ions. Dès que le débit s'élève au-delà d'un certain seuil, le capteur placé en aval commence à capter des ions. Ce second capteur permet donc de fixer le débit limite.

Le couplage du capteur à l'amplificateur de l'électromètre porte à un potentiel positif (dans le cas de la fig. 3)

l'armature collectrice qui était initialement au potentiel zéro. La différence de potentiel étant alors :

$$V_e = \frac{R_e}{R_e + R_i} \cdot V \qquad (9)$$

Cette différence de potentiel introduit une légère erreur puisque l'armature collectrice est positive ; aussi, en présence de faibles concentrations, seuls les ions de mobilité $u' > u$ sont collectés. De même, certains ions négatifs de mobilité $u'' < u$ seront collectés également.

En ajoutant une troisième armature P_3 **(fig. 4)** polarisée à un potentiel V_1, le potentiel de l'armature collectrice sera nul si :

$V \cdot R_c = V_1 \cdot R_i$

et ainsi nous retrouvons de meilleures conditions de mesure.

Il y a encore beaucoup à dire sur la mesure de l'ionisation, notamment sur les problèmes d'isolement de l'armature collectrice, sur les caractéristiques des amplificateurs électrométriques, sur les causes de dispersion des trajectoires (diffusion thermique, turbulence). Il est conseillé de consulter l'ouvrage de G.R. Rager (1).

Beaucoup d'éléments interviennent dans la variation de l'ionisation atmosphérique et si les appareils modernes sont plus sensibles, il est toujours indispensable d'indiquer les conditions de la mesure. La température, l'hygrométrie, le jour ou la nuit, la saison, l'altitude, la fumée, la poussière, le brouillard, le vent, sont autant d'éléments à noter au cours de la mesure.

Les générateurs d'ions

Il existe plusieurs moyens pour obtenir des ions négatifs ou positifs. Ces moyens peuvent être combinés lorsque l'on désire des ions gazeux et d'aérosols de signes différents, et de mobilité également différente. Parmi ces moyens, nous retiendrons trois types de générateurs :

● Les générateurs à isotopes radioactifs

Les substances radioactives émettent des rayonnements qui ionisent l'air environnant. Nous avons vu précédemment ce phénomène dans les facteurs naturels d'ionisation. Le choix d'une substance radioactive oblige à éliminer les émetteurs alpha, car si ces particules sont très ionisantes, leur masse importante limite leur mobilité à un faible parcours. C'est donc aux émetteurs d'électrons de haute énergie (particules bêta et gamma), dont la masse est 3 600 fois moins importante que celle du noyau d'hélium (particule alpha), que l'on fait appel.

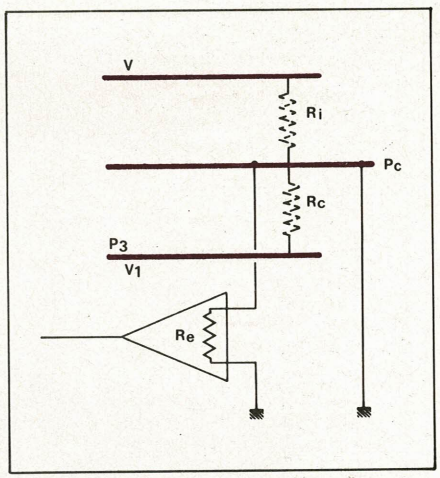


Fig. 4

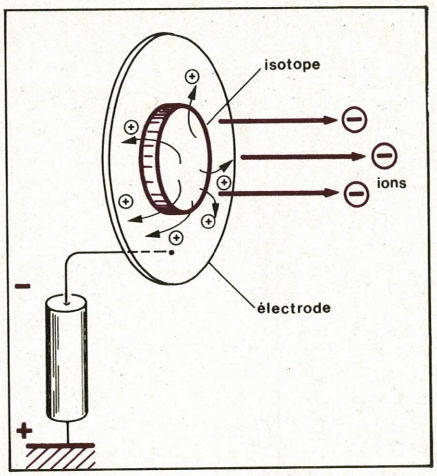


Fig. 5

La source radioactive utilisée peut être le tritium absorbé dans une pastille de titane, mais d'autres isotopes peuvent être employés. L'activité de cette source est de l'ordre de 50 mCi (un Curie = 37 milliards de désintégrations par seconde). Cette source fournie donc environ 2.10^9 désintégrations/ s. Toutes les désintégrations ne sont pas génératrices d'ions ; en outre, lorsqu'ils sont créés, il y a autant d'ions positifs que négatifs (paires d'ions). Il ne faut pas non plus négliger la recombinaison qui concourt au maintien d'un certain équilibre ionique. Ainsi, on admet que dans l'air, à la température ambiante et à la pression atmosphérique il y a environ une recombinaison pour quatre collisions. En résumé, avec une source de 50 mCi de tritium on observe la création de 10^6 ions.cm^{-3}.s à quelques centimètres de la source ; cette quantité tombe à 10^4 à un mètre de la source. Il est certain qu'en augmentant le nombre de source, on améliore les résultats, notamment en pulsant les ions au moyen d'un système de ventilation.

Ces générateurs produisent des ions négatifs et positifs, dont la séparation s'effectue au moyen d'une électrode portée à un potentiel d'environ 1000 V **(fig. 5)**. L'électrode étant négative, elle attire les ions positifs et seuls les ions négatifs sont libérés. Il suffit ensuite de les canaliser et de les pulser pour créer un micro-climat riche en ions négatifs.

● Les générateurs à effet de pointe

Ces générateurs sont plus puissants que les précédents et ils ont l'avantage de ne pas utiliser d'éléments radioactifs. En revanche, l'emploi de la haute tension nécessite un très bon isolement et malgré tout provoque des perturbations au champ électrique naturel. En outre, la production d'ozone et d'oxyde d'azote n'est pas recommandée. Cependant, les progrès technologiques récents permettent de réduire considérablement ces inconvénients, notamment en confinant la pointe dans un faible volume et sous un flux d'azote.

C'est au moyen d'un champ électrique très important que l'on peut extraire des électrons d'un métal, ou d'un gaz. Toutefois, l'ionisation du milieu est très difficile à obtenir. Il faut associer à l'effet de champ, le pouvoir des pointes pour modifier les conditions d'arrachement, de déplacement puis d'écoulement des charges. En effet, pour extraire des électrons d'un métal ou d'un gaz à la température ambiante il est nécessaire d'appliquer un champ électrique de 10^{10} V par mètre, ce qui est pratiquement impossible.

En revanche, en accumulant les charges électriques sur des pointes on provoque l'ionisation de l'air au voisinage immédiat de celles-ci. Prenons, par exemple, deux sphères de rayons r et r' **(fig. 6)**, isolées mais reliées entre elles par un fil conducteur. Elles portent des charges Q et Q' et, puisque reliées entre elles, ne forment qu'un seul conducteur. Le potentiel U qui les caractérise est fonction de la charge et du rayon de chaque sphère, tel que :

$$U = \frac{Q}{r} = \frac{Q'}{r'} \qquad (10)$$

Les densités σ et σ' des charges accumulées par unité de surface sont telles que :

$$\sigma = \frac{Q}{4\pi r^2} = \frac{U}{4\pi r} \qquad (11)$$

$$\sigma' = \frac{Q}{4\pi r'^2} = \frac{U}{4\pi r'} \qquad (12)$$

ainsi :

$$\frac{\sigma}{\sigma'} = \frac{U}{4\pi r} \cdot \frac{4\pi r'}{U} = \frac{r'}{r} \qquad (13)$$

La densité est donc inversement proportionnelle aux rayons des sphères situées aux extrémités du conducteur. Et l'on peut aisément considérer le rayon de la plus petite sphère comme presque nul par rapport à celui

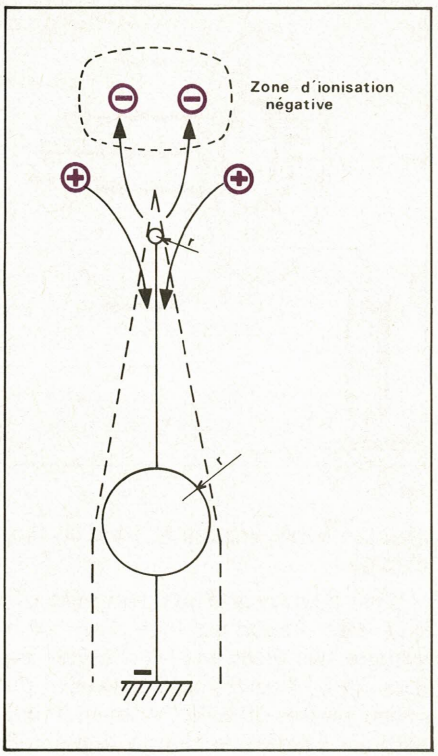


Fig. 6

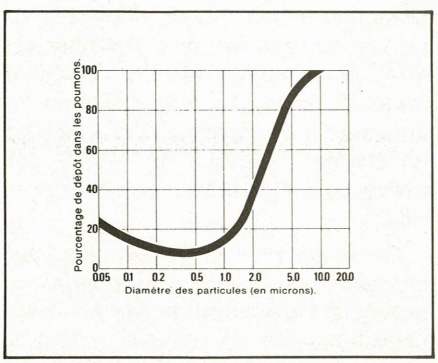


Fig. 10

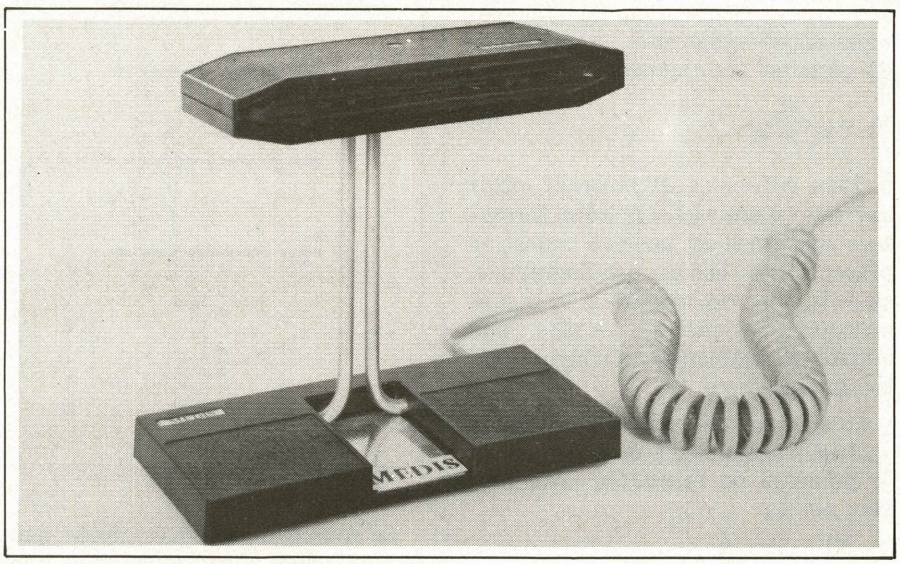


Fig. 8

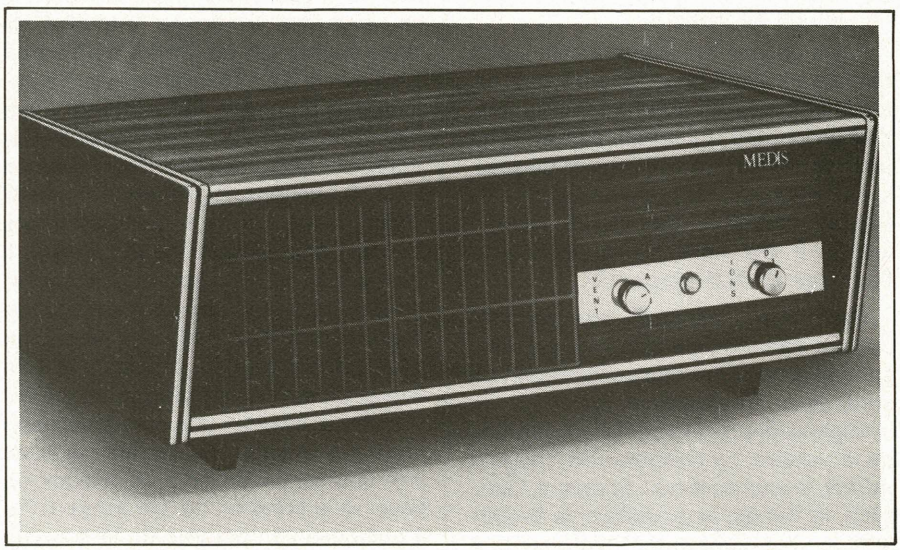


Fig. 9

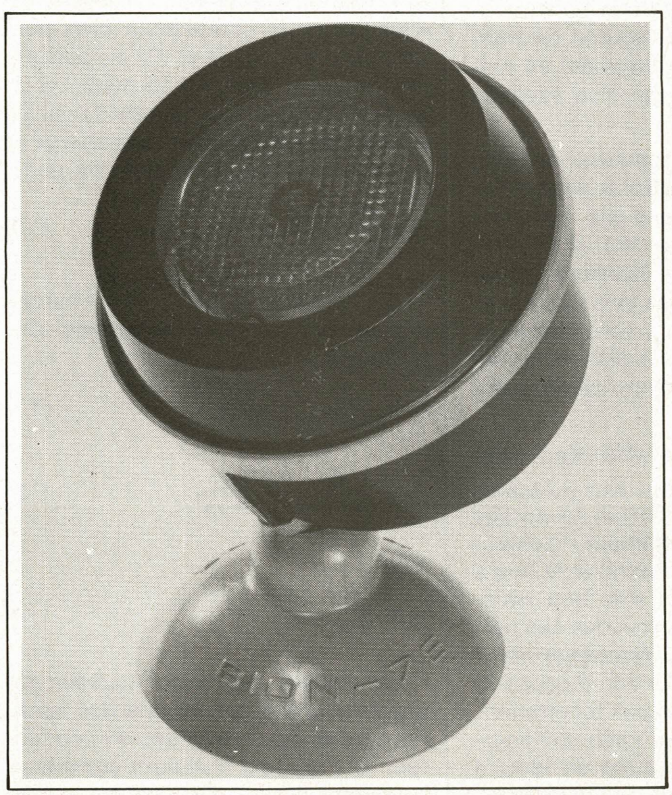


Fig. 7

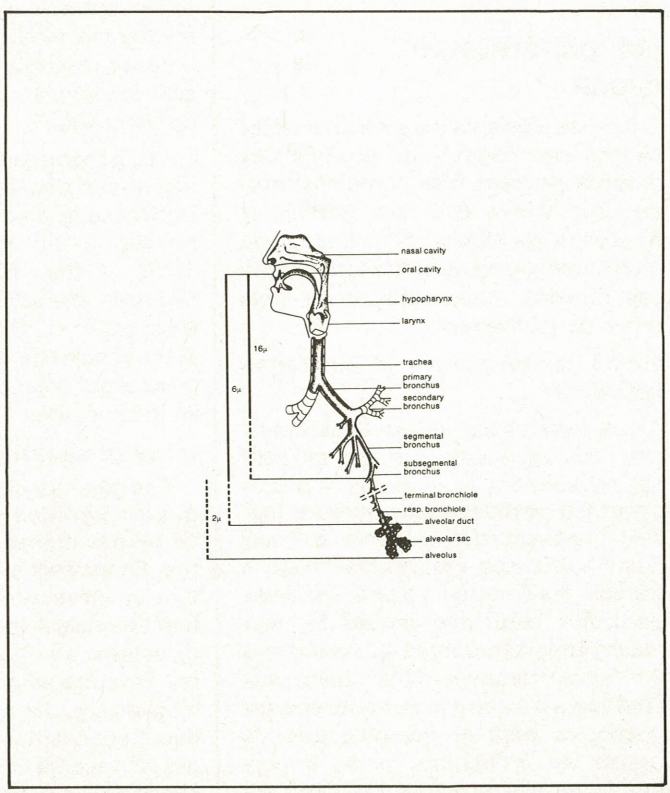


Fig. 11

de l'autre sphère, c'est-à-dire présentant l'aspect d'une pointe effilée. Ainsi, dans un ioniseur à pointe, on obtient environ 10^6 ions. cm^{-3}.s à un mètre. Il est certain que l'état de propreté de la pointe est indispensable au maintien des caractéristiques. En effet, les particules chargées positivement, les poussières notamment, sont attirées par celle-ci.

Dans ce type de générateur nous avons plusieurs réalisations, dont celles de la Société Medis (Medical and Ecological Developments Incentive Systems). Les modèles sont adaptés au but recherché et pour une ambiance déterminée. Ainsi, le Bion 78 **(fig. 7)** est un ioniseur mobile destiné à équiper les voitures et éventuellement les caravanes. Il est alimenté par la batterie de bord de 12 V, avec une consommation de 0,5 W. Sa puissance est de 27.10^9 ions.s. Le modèle pour appartements, bureaux ou petits ateliers, le Medis 3 **(fig. 8)** fonctionne sur secteur avec une consommation de 0,5 W. Sa puissance est de 2.10^{12} ions.s. Enfin, pour des ambiances plus conséquentes, le Medis 12 **(fig. 9)** procure 9.10^{12} ions.s qui peuvent être pulsés au moyen d'une petite soufflerie incorporée.

● **Les générateurs d'aérosols**

Le barbotage d'un gaz dans un liquide, la pulvérisation d'un liquide dans un jet d'air, sont d'autres façons de produire des ions. Dans la nature, par exemple, le rejaillissement de l'eau des cascades charge l'air négativement.

C'est avec ce type de générateur que l'on obtient les meilleurs rendement. Il suffit, au moyen d'un compresseur à membrane, de faire barboter de l'air dans un volume d'eau pure pour produire des ions gazeux négatifs. L'air ionisé passe alors dans un puvérisateur où il produit de fines gouttelettes d'eau chargées négativement. Le rendement est de 10^8 ions.cm^{-3} dans un débit d'air de 20 l/ min.

Il est possible également de combiner ce débit d'aérosols avec un champ électrique suffisamment intense pour produire des électro-aérosols. Mais nous abordons là des problèmes très spécifiques où l'eau peut être remplacée par une solution médicamenteuse dans le but d'une action thérapeutique particulière.

Aspect biologique de l'ionisation atmosphérique

La pénétration des ions dans l'organisme se fait essentiellement par voie pulmonaire. Tous les ions ne sont pas retenus dans l'arbre respiratoire **(fig. 10)** ; leur taille intervient dans la facilité avec lesquels ils se déposent à l'intérieur des voies pulmonaires. Les gros ions (particules, poussières) sont largement retenus mais pénètrent peu profondément, ils agissent par voie réflexe en excitant les intérorécepteurs bronchiques et pulmonaires. Les petits ions pénètrent profondément, jusqu'aux alvéoles, mais ressortent partiellement avec le débit expiratoire, surtout si leur taille est inférieure au μm. Toutefois, malgré le faible pourcentage retenu, leur action est importante et efficace car ils pénètrent par voie humorale jusqu'au sang, à travers l'épithélium des alvéoles **(fig. 11)**.

Des études de neurophysiologie ont montré le bien-fondé de l'action des ions négatifs sur la rhéobase et la chronaxie des nerfs musculaires. Selon certains auteurs, les ions négatifs augmentent la charge naturelle négative des globules rouges et diminuent la vitesse de sédimentation. L'inhalation d'ions d'oxygène négatifs élève le pH sanguin, stimule la fabrication des globules rouges et diminue le taux du cholestérol sanguin. Dans la plupart des cas, l'inhalation d'ions positifs provoque les effets inverses. Ainsi, le rôle de l'ionisation n'est pas un fait subjectif ; l'expérimentation animale et humaine effectuée avec les mêmes critères que ceux relatifs à une nouvelle drogue pharmaceutique, montre les effets réels de cette action.

L'action thérapeutique s'effectue surtout sous l'aspect d'un retour à un équilibre interne. Dans un environnement qui se dégrade sans cesse, cet équilibre est rompu et la qualité de l'air que nous respirons est loin d'être respirable, malgré les analyses montrant les faibles quantités de polluants. Aux qualités chimiques, s'ajoutent les caractéristiques physiques dont le tableau 1 met en évidence les variations géographiques démontrant, s'il en était besoin, les conséquences néfastes des grandes agglomérations.

La fonction respiratoire est la grande bénéficiaire de cette thérapeutique, parce que la plus touchée. Les statistiques mondiales indiquent qu'il y a 20 % de la population atteinte de maladies pulmonaires chroniques obstructives, ce qui laisse environ 15 % si l'on élimine la silicose, les tumeurs, pour ne conserver que la brochite chronique. C'est cette dernière affection qui est en constante augmentation et qui est en passe de fournir le plus grand nombre d'handicapés.

Outre les affections respiratoires, les recherches entreprises dans différents pays laissent augurer des résultats intéressants sur le système cardio-vasculaire (3), endocrinien (4) (5), nerveux (6), dans l'ulcère gastro-duodénal (7). Les résultats sont plus subtils à mettre en évidence mais il semble d'ores et déjà certain que l'ionisation négative est considérée comme un facteur améliorant la condition des patients.

Conclusion

L'exploitation des ions à des fins thérapeutiques apporte une contribution non négligeable à l'arsenal des moyens physiques dont la médecine moderne fait actuellement l'acquisition.

Ces moyens agissent sans brutalité, en effectuant la démarche inverse à celle ayant donné naissance au symptôme. Si la société moderne oblige l'individu à vivre dans une atmosphère où les ions négatifs se font de plus en plus rares, le seul remède est de plonger cet individu dans un micro-climat enrichi en ions négatifs, durant quelques heures par jour. Ce remède est certainement plus efficace qu'un traitement de substitution, à base de médicaments, dont le but sera, une fois de plus, de traiter un effet et non une cause.

Jacques Trémolières

Bibliographie

1 – RAGER G.R. Problèmes d'ionisation et d'aéro-ionisation. 1975, un livre 244 p. 42 fig. Maloine Edit. Paris.

2 – HENRY M. Electricité atmosphérique. Rev. Fr. de l'Electricité, 1973, 243, II-17.

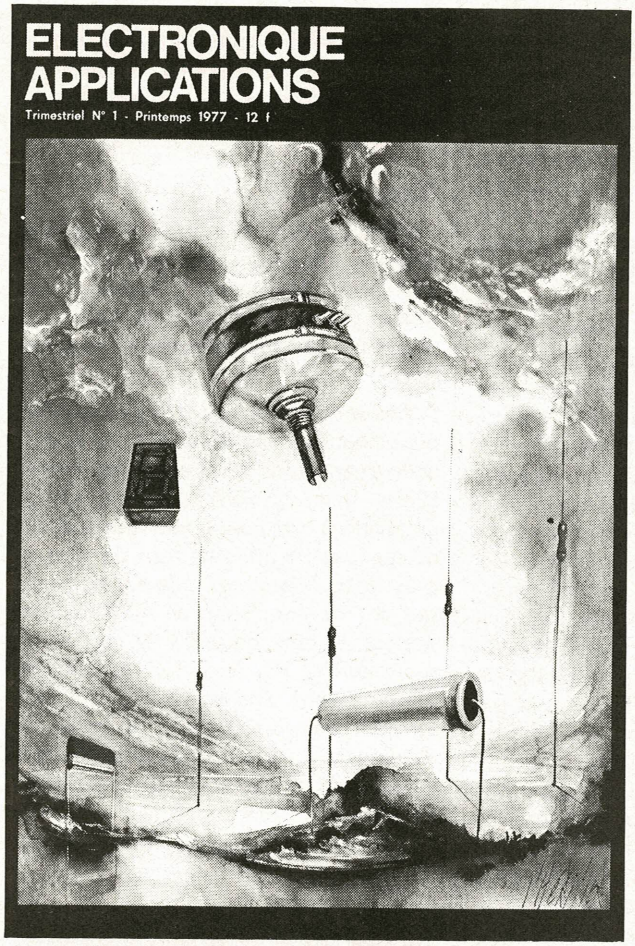
3 – RAGER G.R. Apport de la sophrologie dans la prévention, le traitement et l'étude des maladies cardio-vasculaires. Annales de Sophrologie 1974, 3, 22-29.

4 – DELEANU M. – CATALIN O. L'influence de l'aéro-ionisation négative sur le métabolisme énergétique. Int. J. Biométéor, 1969, 13, suppl. 4, 136.

5 – OLIVEREAU J.-M. Incidences psycho-physiologiques de l'ionisation atmosphérique. Thèse doct. ès Sciences, Univ. Paris VI, 265 p. juin 1971 b.

6 – OBROSOV A.N. – ZVONITSKY N.S. Facteur biologique de l'air de haute ionisation. Rev. Stations de Cure, physiothérapie et repos de travail, 1932, I, 75-83.

7 – DELEANU M. – FLOREA E. Résultats de l'utilisation de l'aéro-ionothérapie dans la maladie ulcéreuse. Clujul Medical 1960, 32, I, 124.



Le N° 1 de nouveau disponible

Prix : 15 F.

Devant les nombreuses demandes de nouveaux lecteurs, nous avons procédé à un retirage de 6 000 exemplaires. Hâtez-vous de le commander ainsi que les autres numéros manquant à votre collection.

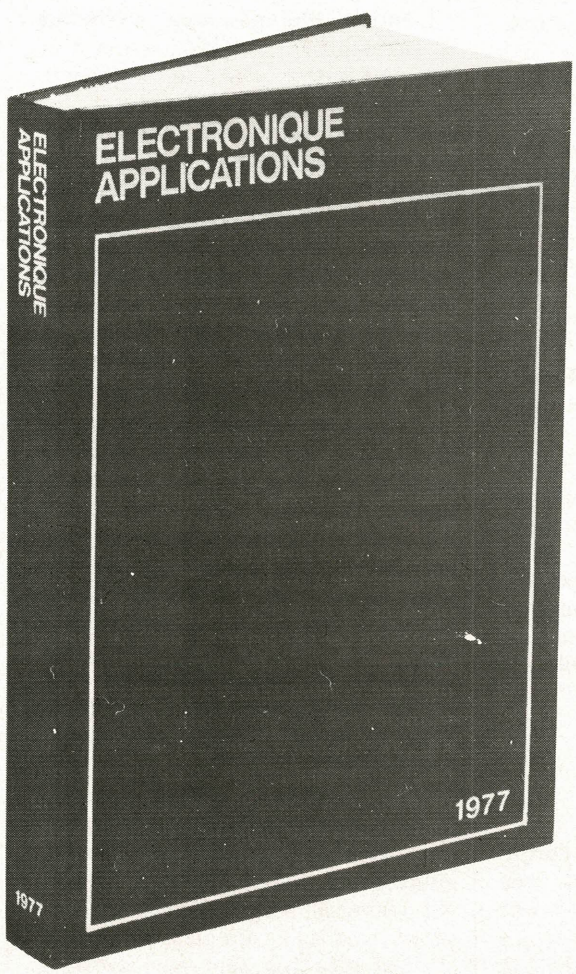
Vente au numéro : 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19.

Album 1977

réunissant les
4 premiers numéros
(656 pages au total)

prix : 40 F.

Présentation luxueuse pour votre bibliothèque.



En vente directe ou par correspondance :

- dans nos locaux :,
  2 à 12, rue de Bellevue
  75019 Paris (M° Place des Fêtes)
- à la Librairie Parisienne de la Radio
  43, rue de Dunkerque
  75010 Paris (M° Gare du Nord)
- sur commande chez votre marchand de journaux.

Les critères de choix d'un compteur fréquencemètre sont nombreux et c'est en fonction des applications auxquelles il est destiné que l'ensemble des caractéristiques techniques de plusieurs appareils seront comparées.

Il est cependant deux caractéristiques essentielles qui doivent être étudiées en détail avant le choix définitif : ce sont la précision de la mesure de fréquence ou du temps et la stabilité de la base de temps de l'appareil en fonction du temps et de la température.

En effet, l'un des circuits les plus importants d'un compteur fréquencemètre est sans conteste cette base de temps, laquelle, en fonction de ses caractéristiques que nous allons examiner en détail, détermine les paramètres précision et stabilité cités plus haut.

Nous rappellerons dans les pages qui vont suivre le principe général de fonctionnement d'un compteur fréquencemètre dit universel et qui peut à ce titre effectuer de nombreuses mesures. Celui-ci peut selon le cas être équipé d'un générateur de fréquence de référence parmi plusieurs types existants. Il est en effet possible dans bien des cas de choisir et en fonction du budget et des applications de l'utilisateur les caractéristiques de la base de temps de son appareil.

Les bases de temps dans les compteurs fréquencemètres

Compte tenu du fait que pour de nombreux modèles de compteurs fréquencemètres existants, cette base de temps peut par la suite être changée contre une plus performante lorsque le besoin s'en fait sentir.

Le présent article a donc pour but d'examiner les techniques de quelques types de bases de temps couramment commercialisées et leurs caractéristiques en tenant compte des divers paramètres de l'élément de base utilisé dans celles-ci, nous voulons citer le cristal piézo-électrique (quartz).

Afin de ne pas se limiter au circuit du fréquencemètre chargé de générer la fréquence de référence, nous étudierons également les principales fonctions de plus en plus souvent rencontrées sur les appareils performants.

Principe de fonctionnement d'un compteur / fréquencemètre

Afin de mieux voir le rôle de la base de temps d'un compteur fréquencemètre, nous allons dans un premier temps étudier le principe de fonctionnement d'un tel appareil en cela aidé par le schéma synoptique de la **figure 1** qui illustre le mode de fonctionnement en fréquencemètre.

En général, la fréquence d'un signal

est mesurée en comptant le nombre de cycles du signal inconnu dans un temps connu. Ce temps connu est déterminé par le temps d'ouverture de la porte placée directement après l'étage d'entrée de l'appareil. Le temps d'ouverture de la porte sera d'autant plus long que la résolution de la mesure doit être plus grande.

Dans le schéma de la **figure 1,** le signal de fréquence inconnue est appliqué à l'entrée **E** puis, traité dans l'étage d'entrée de telle sorte qu'il soit disponible à la sortie de ce circuit sous la forme d'un signal de forme et d'amplitude définies capable d'être traité par la porte **P**. Notons que le circuit d'entrée, montré ici de façon simplifiée, peut comprendre un atténuateur, un amplificateur et un filtre (généralement passe-bas). Dans tous les cas, il est équipé d'un étage dit « normalisateur » qui fournit à partir des signaux d'entrée des impulsions qui pourront être traitées par les circuits logiques de l'appareil.

Pour que le signal disponible à la sortie de la porte **P** puisse être appliqué aux décades de comptage, un signal d'ouverture de la porte **P** doit nécessairement être injecté à l'autre entrée de celle-ci. Ce signal est prélevé du circuit de base de temps après qu'il ait été divisé d'un facteur 10 par l'intermédiaire du circuit de commande de gamme et diviseur de fréquence. En effet, le signal de sortie divisé de la base de temps est appliqué au circuit de commande de la gamme lequel, en fonction de la valeur de la fréquence à mesurer et le degré de résolution à obtenir divisera à nouveau sa fréquence par un facteur correspondant (par décades et par exemple, 10^4, 10^5, 10^6, etc.).

Ainsi, si la fréquence à mesurer est de 100 Hz, la fréquence de la sortie de la base de temps sera divisée par un facteur de 10^4, soit un temps de 10 millisecondes.

Ainsi, le signal à fréquence fixe de l'oscillateur est divisé en fonction de la gamme sélectionnée et est appliqué à la porte principale **P** afin de la débloquer et permettre au signal dont la fréquence est à mesurer d'être appliqué au circuit de comptage lequel est composé d'un nombre de décades variable en fonction des caractéristiques du compteur fréquencemètre.

Ce circuit de comptage comme son nom l'indique a pour rôle de compter les informations qui lui parviennent et cela tant que la porte **P** est ouverte et pour une période du temps de base. A la fin de cette période, la porte **P** est bloquée et le circuit de comptage ne reçoit plus d'informations. A ce moment, le programme de commande logique donne un ordre (qui était

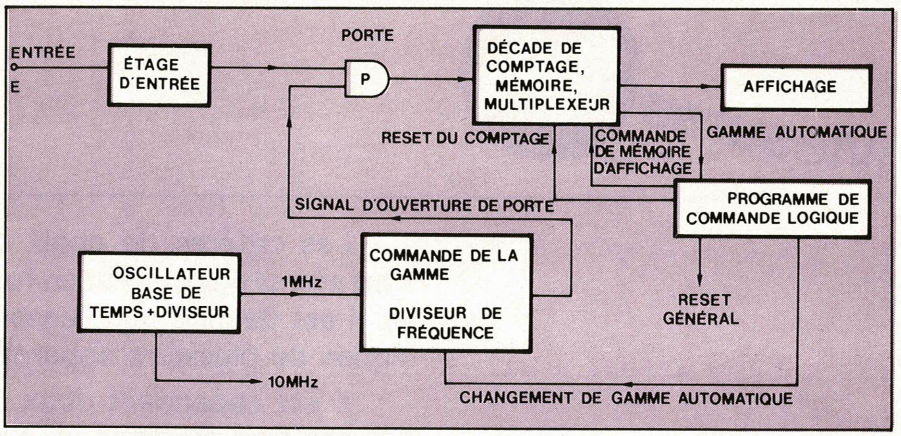


Fig. 1. – Schéma synoptique simplifié d'un compteur-fréquencemètre en mode de fonctionnement « mesure de fréquence ».

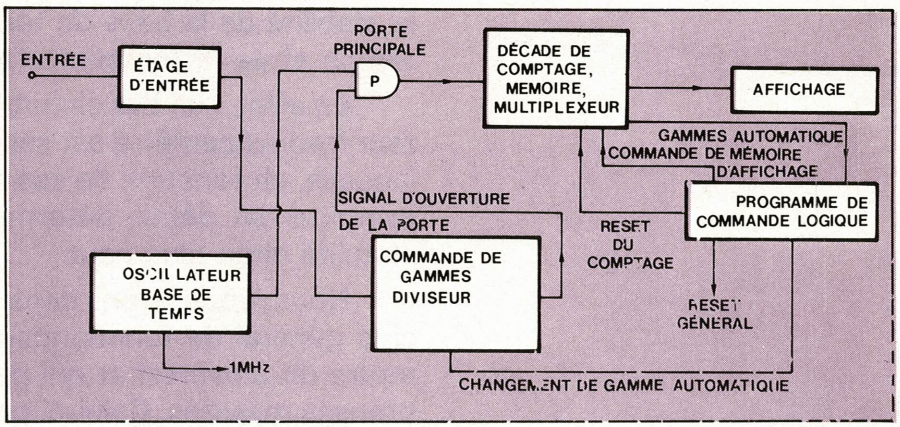


Fig. 2. – Schéma synoptique simplifié d'un compteur-fréquencemètre en mode de fonctionnement « mesure de période ».

mémorisé), tel que toutes les informations venant d'être traitées restent en mémoire dite « mémoire de comptage ».

Il y a autant de petites mémoires que de décades et donc de digits d'affichage. Cet affichage est généralement composé de diodes électroluminescentes. Le contenu de chaque donnée en mémoire est appliqué au digit correspondant après la mesure et à chaque temps donné. C'est le circuit d'affichage (multiplexeur séquentiel) qui a pour rôle de placer dans l'ordre le contenu de chaque unité de mémoire et cela pour une mesure effectuée. La donnée fréquence est ainsi délivrée numériquement à l'utilisateur.

En fait, l'affichage numérique des données mémorisées ne s'effectue pas de façon continue pour l'ensemble des digits. En effet, seul un élément d'affichage qui correspont à une unité mémoire est allumé à la fois ; durant le temps où cet affichage est allumé, les autres ne le sont pas, etc. Nous avons donc une exploration séquentielle de chaque mémoire qui s'effectue à une vitesse telle que la visualisation de l'affichage est exempte de scintillement ou de clignotement. L'avantage principal de ce mode d'affichage numérique dit « commuté » réside dans le fait que la consommation est sensiblement réduite par rapport à un affichage permanent et ceci est très important puisque l'autonomie de fonctionnement est plus longue lorsque l'appareil est alimenté par des piles ou des batteries rechargeables.

Pendant que la dernière mesure effectuée est affichée, le programme de commande logique donne un ordre pour commencer une mesure suivante en permettant à l'ensemble des circuits de reprendre leur situation d'origine y compris les décades de comptage qui sont automatiquement remises à zéro. Cette dernière remise à zéro peut également, pour certains appareils, s'effectuer manuellement ou à l'aide d'un signal de niveau défini d'origine extérieure.

Sauf pour de rares exceptions (pour les appareils très simples), les compteurs fréquencemètres permettent également d'effectuer d'autres mesures que celles des fréquences. Parmi ces mesures, la plus souvent rencontrée est la mesure de la période qui se définit comme étant l'intervalle de temps qui sépare deux événements successifs qui ne sont pas forcément périodiques. En fait, nous pouvons pour obtenir ce résultat suivre le processus inverse de la mesure de fréquences que nous venons d'examiner.

Le schéma synoptique d'un compteur fréquencemètre en mode de fonctionnement « mesure de période » est illustré **figure 2.** Dans un tel circuit, la

période d'un signal inconnu est mesurée par rapport à une fréquence connue (fréquence de référence de la base de temps de l'appareil durant 1, 10, 100, 1000, etc. périodes du signal.

Comme nous pouvons le voir **figure 2**, à l'inverse de la mesure de fréquence, c'est le signal d'entrée dont la période est inconnue qui est utilisé pour permettre l'ouverture de la porte principale au début d'un cycle de mesure, alors que la fréquence de référence est dirigée sur les décades de comptage.

Pendant tout le temps d'ouverture de la porte principale **P**, les décades de comptage prennent en compte le nombre d'impulsions délivrées par l'oscillateur de la base de temps, le temps d'ouverture de la porte **P** étant déterminé par la période du signal à mesurer et la gamme sélectionnée puisque le signal d'entrée commande l'ouverture de la porte principale par l'intermédiaire du circuit de sélection de gamme (diviseur).

Dans ces conditions, les informations contenues dans les décades de comptage indiquent le temps écoulé entre les cycles successifs du signal d'entrée. Plus le nombre de périodes sélectionnées, est important, meilleure est la résolution de mesure.

Comme pour la mesure de fréquence examinée précédemment, la donnée « période » est transmise, par l'intermédiaire des décades de comptage et des mémoires, à l'affichage qui est aussi délivré en mode commuté.

D'autres possibilités que celles que nous avons étudiées rapidement élargissent l'éventail du champ d'application des compteurs fréquencemètres. A part quelques exceptions, toutes les mesures réalisables avec ces appareils font appel à une fréquence de référence interne. Cependant, il est prévu une possibilité de travailler en référence extérieure lorsque l'utilisateur dispose d'une fréquence adéquate et d'une stabilité supérieure à celle intégrée à cet appareil.

Ainsi, du fait que les mesures sont effectuées et affichées par rapport à cette fréquence de référence, on peut aisément déduire que pour obtenir des mesures précises et stables dans des conditions d'utilisations diverses le circuit de base qui délivre cette fréquence doit pouvoir le faire avec une grande précision et une grande stabilité dans le temps et cela dans une large plage de température d'utilisation. Cette base de temps étant le circuit le plus important d'un compteur fréquencemètre, nous allons étudier plus en détail les éléments qui déterminent ses caractéristiques.

Type de base de temps	Dérive moyenne	Stabilité en température	Influence de la tension d'alimentation (± 10 %)
Base de temps simple	$\pm 5 . 10^{-7}$ mois	$\pm 5 . 10^{-6}$	$< \pm 1 . 10^{-7}$
Base de temps compensée en température	$\pm 3 . 10^{-7}$ mois	$\pm 2 . 10^{-6}$	$< \pm 1 . 10^{-7}$
Idem mais haute stabilité	$\pm 3 . 10^{-7}$ mois	$\pm 5 . 10^{-7}$	$< \pm 5 . 10^{-8}$
Enceinte thermostaire	$\pm 1 . 10^{-7}$ mois	$\pm 1 . 10^{-8}$	$< \pm 3 . 10^{-9}$
Idem 4 mais haute stabilité	$\pm 5 . 10^{-10}$ jour	$\pm 2 . 10^{-10}$/°C	$< \pm 1 . 10^{-9}$

Fig. 3. – Résumé des caractéristiques techniques moyennes des principales bases de temps utilisées dans les compteurs-fréquencemètres.

Les bases de temps des compteurs fréquencemètres

De ce que nous venons de voir concernant le principe de fonctionnement d'un appareil à mesurer la fréquence et le temps, il est aisé de constater qu'en fonction des applications et de la précision souhaitée par l'utilisateur, celui-ci devra faire appel à une base de temps adéquate qu'il pourra intégrer dans son appareil de mesure.

Le rôle de la base de temps est de générer un signal dont la fréquence est utilisée comme donnée qui est exploitée pour délivrer la mesure. L'élément de base qui détermine cette fréquence de référence est dans pratiquement tous les cas un cristal piézo-électrique dont la principale propriété est précisément sa fréquence de résonance quand une tension alternative égale à cette fréquence propre lui est appliquée, compte tenu que cette fréquence de résonance dépend de la dimension et de la masse du cristal piézo-électrique.

En fonction des besoins des utilisateurs, on distingue plusieurs types de bases de temps dont les caractéristiques moyennes sont données dans le tableau de la **figure 3**.

En règle générale, trois principaux paramètres sont à considérer pour définir les caractéristiques et les performances d'une base de temps :

– la dérive de la fréquence dans le temps,

– le coefficient de température (évolution de la fréquence de résonance du cristal piézo-électrique en fonction de la température),

– la susceptibilité de la base de temps en fonction de la tension d'alimentation.

La dérive est le changement graduel de la fréquence de l'oscillateur dans le temps. La principale cause de cette dérive en fréquence est due à un changement dans la masse du cristal du fait de la libération de molécules. Cette dérive décroît proportionnellement dans le temps ; ainsi, la stabilité d'une base de temps pilotée par un quartz par exemple s'améliorera d'autant plus que celui-ci sera vieilli (en effet, certains constructeurs proposent des bases de temps qui ont été préalablement vieillies). Nous obtenons ainsi la courbe de la **figure 6** qui montre que l'imprécision est une fonction exponentielle durant un temps, puis, petit à petit arrive à un niveau de quasi stabilité. La caractéristique « dérive » est usuellement spécifiée en partie par million (± ppm) par mois, ou par jour pour certaines bases de temps très précises.

La caractéristique « coefficient de température » détermine, en fonction de la variation de la température ambiante, l'effet de la variation en fréquence de l'oscillateur. Elle s'exprime également en ppm (±) pour une plage de température donnée, ou par °C.

Quant à la variation de la fréquence en fonction de la variation de la tension d'alimentation de l'appareil, elle est aussi spécifiée en ± ppm pour une plage de variation de cette tension de ± 10 %.

La stabilité totale de la fréquence en sortie de la base de temps d'un compteur fréquencemètre est donc subordonnée aux trois principaux paramètres cités ci-dessus.

En ce qui concerne les types de bases de temps mentionnées dans le tableau de la **figure 3**, on distingue trois sélections possibles :

1° La base de temps simple qui n'est pas compensée, d'où une moins bonne stabilité mais d'un prix de revient moins élevé.

2° La base de temps où la fréquence du cristal piézo-électrique de l'oscillateur est compensée en température, ce qui a pour effet de minimiser la dérive de la fréquence en fonction des variations de la température d'utilisation. Dans une telle base de temps, la varia-

tion typique de la fréquence en fonction de la température est environ dix fois inférieure à celle d'une base de temps simple.

3° La base de temps à enceinte thermostatée qui peut avoir une stabilité de $\pm 1.10^{-9}$/jour et qui est utilisée pour des applications qui nécessitent une très bonne précision. Il va de soi qu'une telle base de temps est plus coûteuse que les précédentes citées et nous revenons toujours au compromis performance/prix. C'est donc bien en fonction des applications pour lesquelles sera destiné le compteur fréquencemètre qu'il appartient à l'utilisateur de choisir le type de base de temps qui lui convient.

Principe et techniques des bases de temps à oscillateurs pilotés par quartz

1. Les bases de temps simples

Considérons le schéma de principe d'un oscillateur simple utilisable dans une base de temps de fréquencemètre tel celui illustré par la **figure 4**. La fréquence de sortie de cet oscillateur, disponible en Vs, est entièrement dépendante de la fréquence de résonance du quartz qui est monté en contre-réaction entre la base et l'émetteur de T_1. Or, nous avons vu que cette fréquence variait en fonction de certains paramètres et, dans cet oscillateur, aucun élément ne compense cette variation de fréquence ; seule la petite capacité variable CV_1 permet d'ajuster très finement la fréquence afin d'obtenir une valeur la plus proche possible du nombre entier recherché (par exemple 10 000... MHz). Cet ajustage s'effectue à la température ambiante. Quant au circuit d'adaptation d'impédance composé des éléments T_2, R_4 et R_5, son rôle est d'isoler l'oscillateur des autres circuits de l'appareil (amplificateur, commande automatique de niveau de la tension de sortie de la base de temps).

L'élément de base de notre oscillateur est un cristal piézo-électrique lequel, avec une densité de 2,65, est l'un des minéraux les plus durs.

Comme l'illustre la **figure 5**, la structure d'un quartz forme un prisme hexagonal terminé en pyramides. Taillé convenablement, il offre des propriétés piézo-électriques très intéressantes. Ce sont les angles de coupe de 35°15' qui sont le plus souvent utilisés ; ils permettent en effet de travailler à des fréquences comprises entre quelques centaines de kHz et plusieurs centaines de MHz ; de tels quartz sont généralement connus sous le nom de

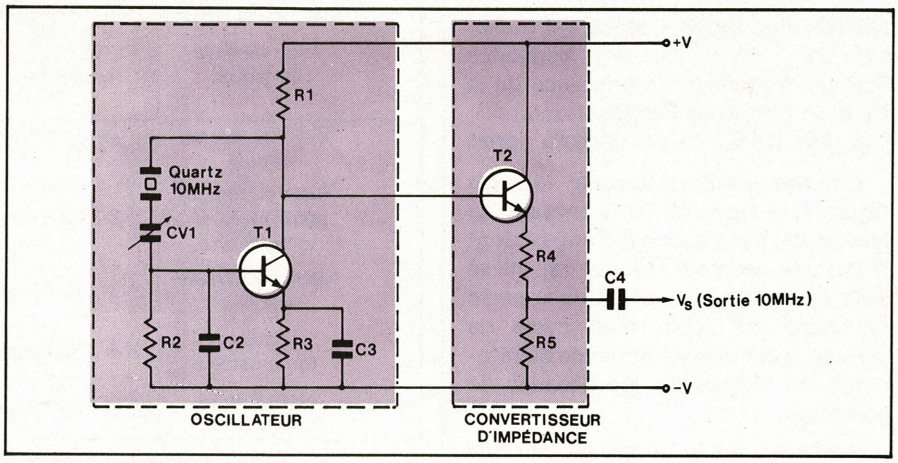


Fig. 4. – Oscillateur simple piloté par quartz.

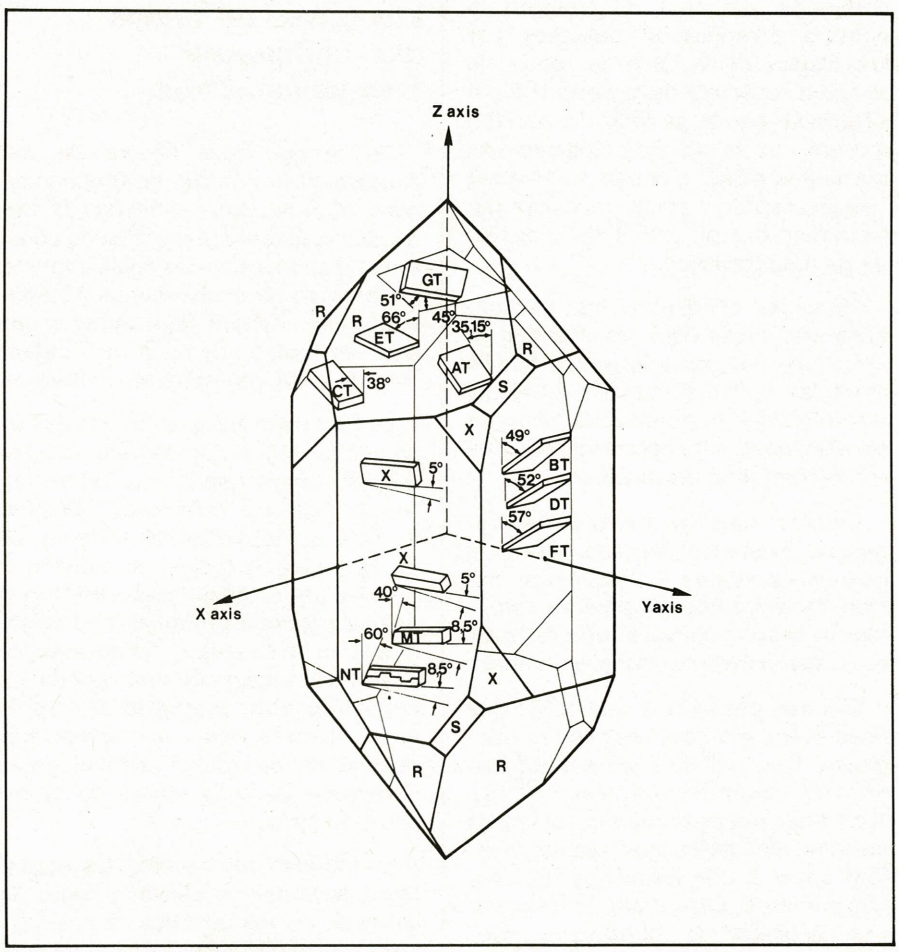


Fig. 5. – Structure cristallisée d'un quartz.

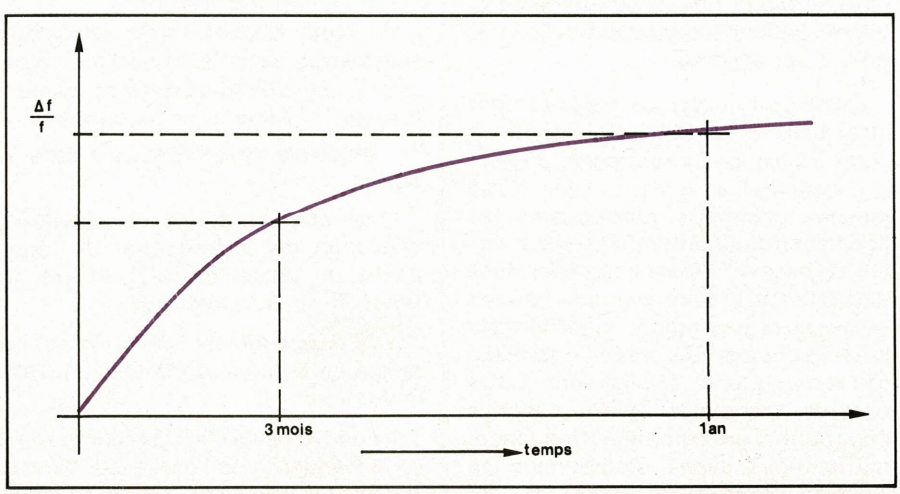


Fig. 6. – Evolution dans le temps du $\Delta f/f$ de la fréquence de résonance d'un quartz.

AT cut. En fonction de sa masse et de son épaisseur, la fréquence de résonance propre du quartz peut être très différente lorsqu'une tension alternative de fréquence identique lui est appliquée, ce qui nous conduit au schéma de la **figure 4.**

Si l'oscillateur de cette dernière figure est utilisé comme générateur de fréquence de résonance dans un compteur fréquencemètre simple, il va de soi que la précision et la stabilité de cette fréquence détermineront la précision des mesures effectuées avec l'appareil.

Parmi les causes de la variation de fréquence de résonance du quartz, la plus importante est sans conteste la température et plus précisément les changements de température ; ce $\Delta f/f$ par °C est directement proportionnel à l'angle de coupe que nous avons évoqué précédemment. Ainsi, si nous examinons les courbes de la **figure 7,** nous pouvons constater que pour une très faible différence de cet angle de coupe, la dérive en fréquence en fonction de la température est relativement importante. On peut voir cependant que pour certains angles de coupe et pour une plage de température assez large (– 30 à + 90 °C) le $\Delta f/f$ est moins élevé puisque de l'ordre de $\pm 5.10^{-6}$. On recherchera donc une taille du quartz telle que l'influence des Δt soit la moins importante possible. Si nous tenons compte du fait que la plage de température d'utilisation généralement spécifiée par les constructeurs pour un compteur fréquencemètre est de 0 à + 50 °C, grâce à un tri de quartz approprié, nous obtenons des $\Delta f/f$ qui peuvent être faibles, ce qui explique que, même avec des appareils équipés d'une base de temps simple, des mesures assez précises peuvent être effectuées.

2. Les bases de temps à oscillateurs compensés en température

Pour les mesures de précision où une grande stabilité de la fréquence de l'oscillateur est nécessaire, l'utilisateur peut faire appel à deux solutions proposées actuellement par les constructeurs qui, pour être performantes, ne sont cependant pas d'un prix très élevé.

La première consiste à utiliser un oscillateur appelé T.C.X.O. (Température compensated crystal oscillateur) alors que la seconde solution fait appel à une technique qui permet de maintenir le cristal piézo-électrique à une température constante quelle que soit la température extérieure, pour autant que celle-ci ne dépasse pas des limites spécifiées. Ce dernier type d'oscillateur est intégré dans une enceinte thermostatée.

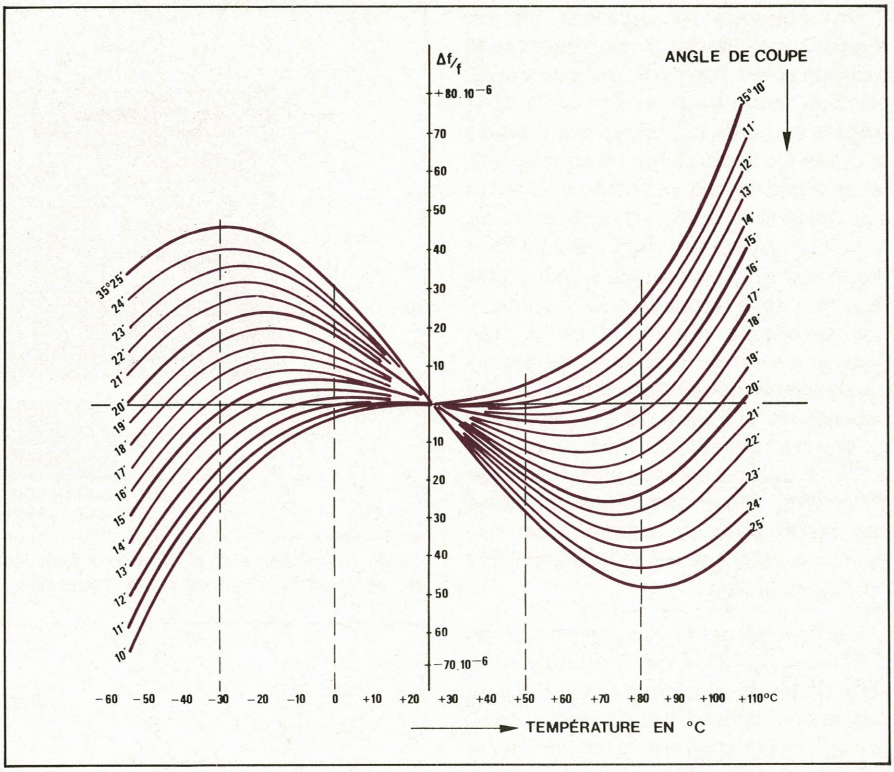


Fig. 7. – Ensemble de courbes qui montrent, pour différents angles de coupe d'un quartz, le $\Delta f/f$ en fonction de la température.

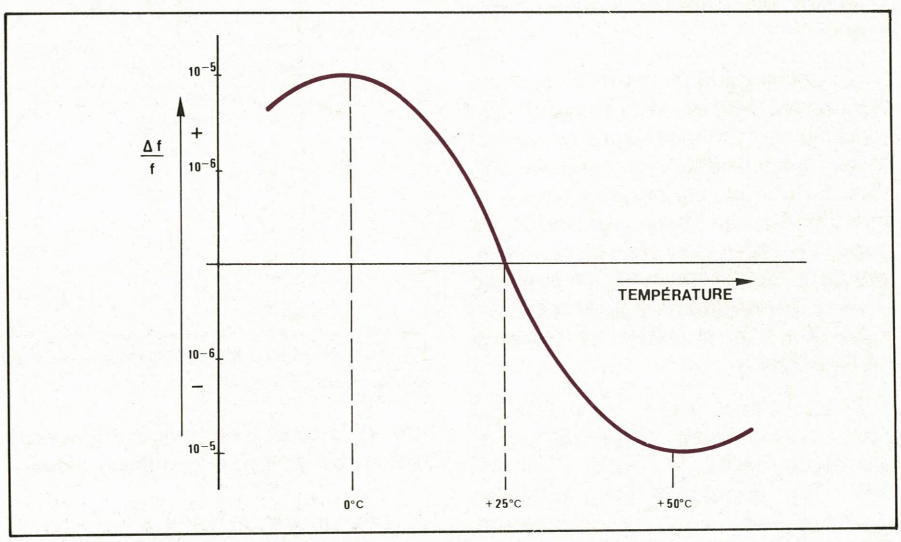


Fig. 8. – Dérive moyenne d'un oscillateur en fonction de la fréquence pour un angle de coupe donné du quartz.

Les oscillateurs compensés en température. Prenons l'exemple d'un oscillateur dont la dérive de la fréquence en fonction de la température est celle illustrée par la courbe de la **figure 8,** laquelle nous montre qu'entre 0 et 50 °C, le $\Delta f/f$ varie de la valeur 10^{-6} à celle de 10^{-5}, ce qui représente la dérive à corriger dans cette plage de température. Nous avons d'autre part vu que la fréquence d'oscillation peut être ajustée à l'aide de la capacité variable CV_1 de la **figure 4** pour que la fréquence soit la plus proche de 10 MHz. Il suffirait donc que la valeur de cette capacité variable puisse être modifiée proportionnellement aux conditions d'utilisation ambiantes pour que la fréquence de référence disponible à la sortie de l'oscillateur soit automatiquement corrigée et donc stable.

En fait, c'est la technique qui est appliquée dans les oscillateurs compensés en température. En effet, la capacité variable en série avec le cristal piézo-électrique est remplacée par une diode dite « varicap » qui a la propriété de former entre ses bornes une capacité dont la valeur peut varier en fonction de la tension continue qui lui est appliquée.

Cette tension continue est issue d'un circuit qui est capable de la délivrer avec une valeur proportionnelle à la température ; nous arrivons ainsi à autocompenser la fréquence de sortie de la base de temps.

Considérons le schéma de la **figure 9** qui montre un oscillateur compensé en température qui suit le principe évoqué ci-dessus. Si la tension de sortie du circuit qui commande la diode D_1 est capable de fournir une tension continue qui varie de telle sorte que l'augmentation ou la diminution de la valeur capacitive de C jumelé à la diode soit proportionnelle à l'évolution du $\Delta f/f$ de la **figure 8**, nous obtenons une excellente régulation de la fréquence de sortie de la base de temps qui se traduit schématiquement par les courbes de la **figure 10** qui montrent qu'une compensation (dont la courbe a la forme inverse de la courbe de dérive du cristal piézo-électrique) entraîne une stabilité de la fréquence environ dix fois supérieure de celle d'une base de temps simple.

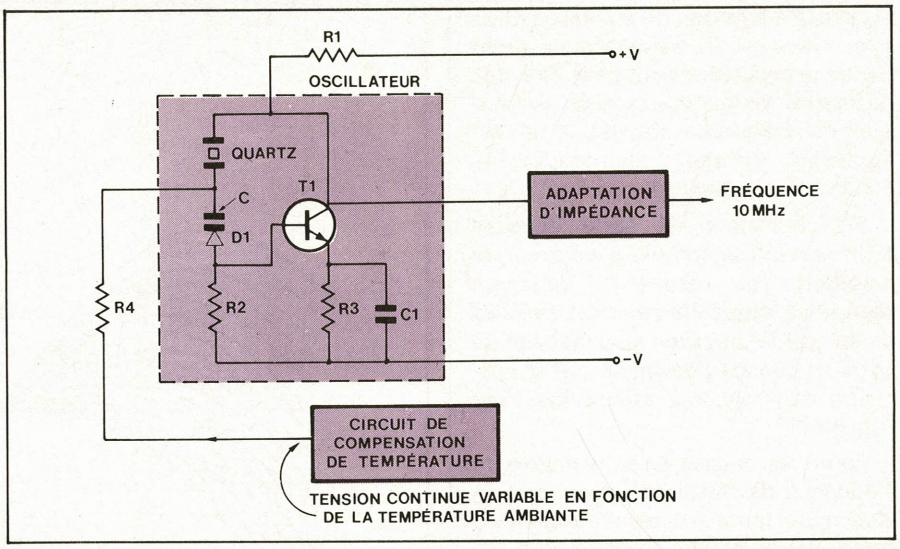


Fig. 9. – Oscillateur avec ajustage de la fréquence réalisé par une diode à capacité variable commandée par un circuit de compensation en température.

L'efficacité de la compensation du $\Delta f/f$ en fonction de la température sera d'autant plus importante que la dérive du cristal sera connue (ce qui est pratiquement toujours le cas) et que le circuit de commande de la diode à capacité variable aura lui-même dans le temps des caractéristiques identiques.

On utilise généralement un pont de résistances dont la valeur se modifie en fonction de la température et qui est alimenté par une tension continue stabilisée. Pour une variation de température donnée, la tension de sortie du pont est réglée de façon à ce que la variation de la capacité C de la diode D_1 soit proportionnelle à la dérive en fréquence pour la même température de l'oscillateur.

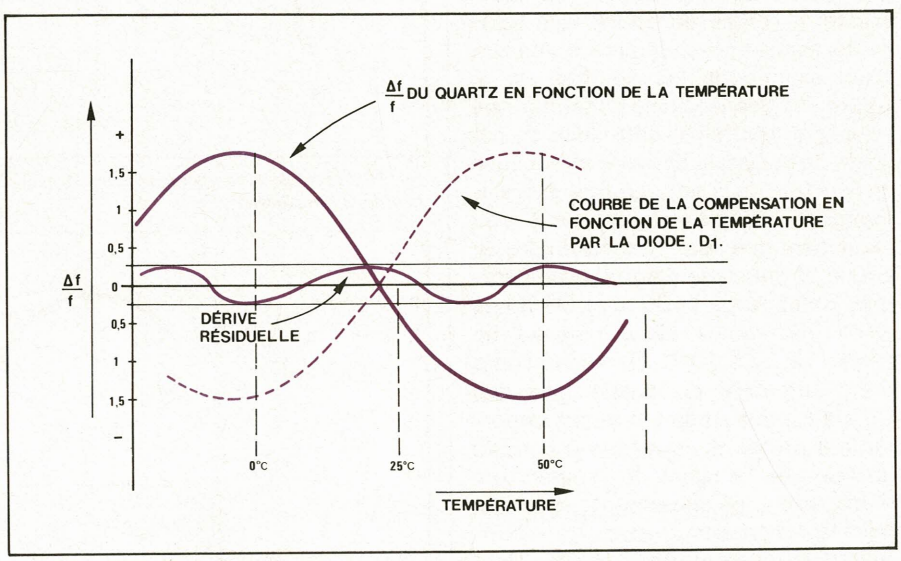


Fig. 10. – Illustration de la compensation de la dérive en fréquence d'un cristal piézo-électrique par une diode à capacité variable.

Si pour la conception d'un oscillateur nous sélectionnons le cristal piézo-électrique (angle de coupe) et si son $\Delta f/f$ est compensé avec précision pour une large plage de température, nous obtenons une base de temps dont la précision et la stabilité sont telles que le compteur fréquencemètre qui en est équipé permet de réaliser des mesures de temps et de fréquences très précises. En effet, pour certains T.C.X.O., le $\Delta f/f$ ne varie pas plus de $5 \cdot 10^{-7}$ entre 0 et 50 °C et en ce qui concerne le coefficient de température, il est de l'ordre de $3 \cdot 10^{-7}$ sur une durée de un mois.

Ce qui distingue les deux types de T.C.X.O. du tableau de la **figure 3** est précisément le choix du quartz qui, dans le cas de la base de temps compensée en température à haute stabilité, a été spécialement sélectionné et dans certains cas vieilli.

Notons que pour chaque base de temps équipée d'un circuit de compensation de température les réglages de ce circuit doivent s'effectuer en fonction de la courbe de la **figure 8** dont la forme diffère selon le quartz utilisé.

3. Les bases de temps à oscillateurs intégrés dans une enceinte thermostatée

Même en tenant compte des performances obtenues avec une base de temps à oscillateur compensé en température, il est des applications qui demandent une précision et une stabilité encore supérieures. En effet, si nous nous reportons à la courbe de l'évolution du $\Delta f/f$ de la **figure 10**, nous pouvons voir que, malgré une bonne compensation en température, une légère dérive subsiste. Cette dérive, même si elle est relativement faible, occasionne cependant une erreur de mesure en fonction de la température d'utilisation qui, moyennant l'utilisation d'une base de temps dont l'oscillateur est intégré à une enceinte thermostatée, peut être éliminée.

Le principe de la base de temps à enceinte thermostatée consiste à maintenir le cristal piézo-électrique à une température constante d'environ 20 °C supérieure à celle de la température ambiante maximale d'utilisation spécifiée. En effet, à la place de compenser les $\Delta f/f$ dûs aux différentes conditions ambiantes, on maintient fixe la température dans une enceinte dans laquelle se trouve l'oscillateur et le cristal piézo-électrique.

Nous pouvons voir sur la courbe de la **figure 11a** et **b** que, pour un cristal AT cut ayant un angle de coupe connu et défini à 70 °C, nous sommes dans la partie la plus plate (dans cette partie, des variations de températures n'entraînent pas un $\Delta f/f$ important) de la caractéristique $\Delta f/f$ en fonction de la température. Ainsi, si la température à l'intérieur de l'enceinte thermostatée est maintenue à 70°C, nous obtiendrons une excellente stabilité même si cette température devrait légèrement évoluer. On peut en effet voir sur la **figure 11b** qui représente une partie agrandie de la courbe de la **figure 11a** que pour une variation de

quelques degrés autour de 70 °C le $\Delta f / f$ reste très petit en valeur relative.

Cependant, du fait que cette technique utilisée a pour but d'obtenir la meilleure stabilité possible, la température de l'enceinte est régulée de façon à ce qu'elle ne varie pas plus de 0,1 °C et dans ce cas, nous pouvons obtenir des stabilités de l'ordre de 10^{-8} pour une température d'utilisation comprise entre 0 et 50 °C. En outre, si le cristal piézo-électrique a été au préalable sélectionné pour que lui-même possède déjà les meilleures caractéristiques possibles et que sa courbe de dérive en fonction de la température soit connue avec précision, nous pouvons déterminer la partie de cette courbe où le $\Delta f / f$ est le moins sensible et ajuster la température de l'enceinte thermostatée en conséquence. Ces dernières conditions réunies, nous obtenons un maximum de stabilité qui peut être de l'ordre de 1 à $2 . 10^{-10}$/°C, ce qui correspond aux meilleures bases de temps actuellement commercialisées pour les compteurs fréquencemètres du marché.

Plusieurs types d'enceintes thermostatées peuvent être intégrées à l'appareil. Cependant, pour obtenir la meilleure régulation en température possible et un temps de préchauffage relativement court, on utilise la technique suivante.

Le cristal piézo-électrique et les composants de l'oscillateur sont enfermés dans une petite enceinte qui est chauffée par deux transistors de puissance commandés par un circuit intégré. Les deux transistors de puissance sont fixés ou soudés directement sur chaque face de l'enceinte afin de minimiser les gradients de température au niveau du cristal piézo-électrique. Pour les mêmes raisons, ce cristal est enfermé dans une ceinture de cuivre. Une thermistance collée à l'enceinte et montée dans un pont de résistances voit sa valeur résistive évoluer en fonction de la température de cette enceinte. Si les branches du pont sont appliquées à un amplificateur différentiel qui commande les transistors utilisés comme éléments chauffants, nous obtenons une régulation de la température de l'enceinte thermostatée.

En effet, comme nous pouvons le voir **figure 12**, si pour une variation négative de la température ambiante, la température de l'enceinte diminue, la tension aux bornes du pont devient telle que le transistor T_1 reçoit à sa base une tension plus positive ce qui a pour effet d'augmenter la dissipation dans les deux transistors et ainsi augmenter la température de l'enceinte jusqu'à obtenir une situation d'équilibre qui correspond à la régulation en température souhaitée.

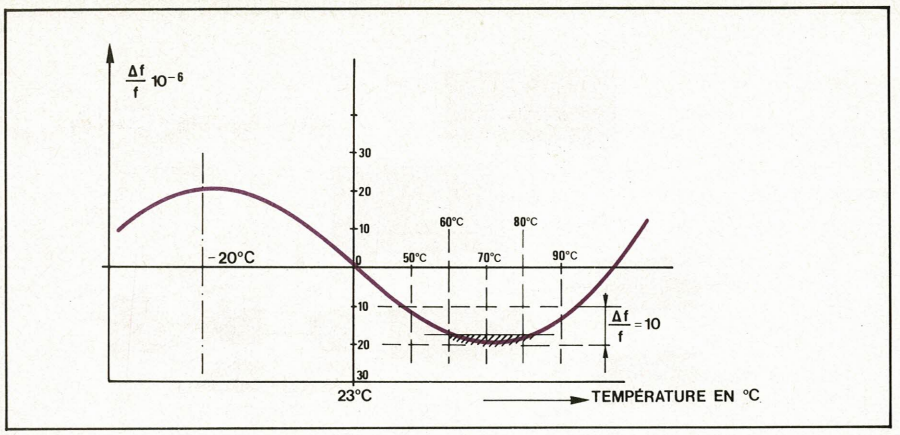


Fig. 11a. – Dérive d'un cristal AT cut en fonction de la température pour un angle de coupe donné.

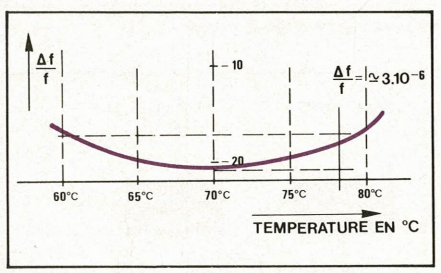


Fig. 11b. – Agrandissement de la partie plate de la courbe pour des températures comprises entre 60 et 80 °C.

– les paramètres mécaniques tels que les vibrations, les chocs et les accélérations,

– la position du cristal piézo-électrique,

– les radiations.

Toutes ces influences n'occasionnent heureusement pas de grandes variations et à ce titre peuvent être négligées ; ce sont celles que nous venons d'examiner qui sont les plus significatives et nous avons vu les moyens les plus souvent utilisés pour les corriger.

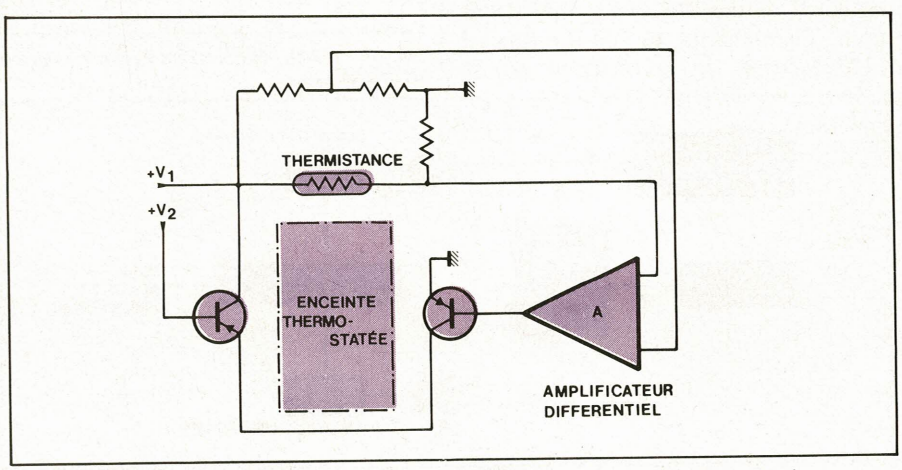


Fig. 12. – Schéma de principe de la régulation de température d'une enceinte thermostatée.

Pour que le temps d'établissement de la température de l'enceinte soit le plus court possible, il est indispensable que cette enceinte soit de dimensions réduites (on tient compte également du fait qu'en règle générale le temps de préchauffage d'un appareil de mesure est de l'ordre de 15 à 30 minutes). D'autre part, cette faible dimension ne nécessitera pas une puissance importante pour amener l'enceinte à la température désirée.

Nous avons mentionné dans les pages précédentes les deux paramètres les plus importants qui influencent la fréquence de l'oscillateur d'une base de temps, soit la dérive en fonction de la température et dans le temps. Il est cependant d'autres paramètres qui peuvent occasionner une dérive de cette fréquence et nous pouvons citer :

– la variation de la tension d'alimentation ou de l'impédance de charge de l'oscillateur,

Quelques caractéristiques et applications avec les compteurs fréquencemètres

Après avoir examiné quelques types de base de temps de compteurs fréquencemètres, nous pouvons étudier le principe de certaines mesures réalisables avec ce type d'appareil. En effet, un compteur fréquencemètre dit universel peut être utilisé pour :

– la mesure de fréquence où, pour certains appareils, une entrée complémentaire permet de mesurer des hautes fréquences (plus de 1 GHz),

– la mesure de période,

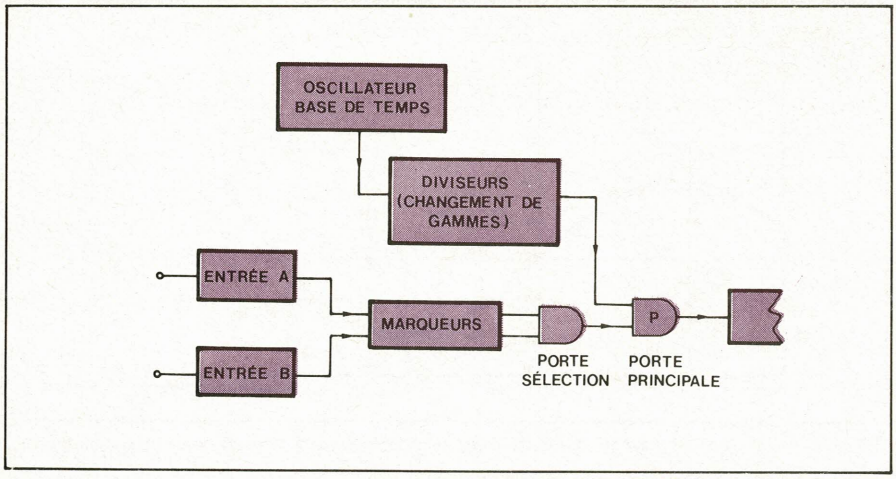


Fig. 13. – Synoptique simplifié du mode de fonctionnement « intervalle de temps ».

– la mesure d'intervalles de temps,

– la mesure du rapport entre deux fréquences,

– la mesure réciproque.

Mesure d'intervalles de temps

La fonction « intervalle de temps » permet, comme son nom l'indique, de mesurer l'intervalle de temps entre deux événements de deux signaux indépendants ou entre deux points d'un même signal. Pour que l'appareil puisse effectuer une telle mesure, il doit être équipé de deux entrées (l'entrée principale A et une entrée B). Le principe de fonctionnement de cette fonction est pratiquement identique à celui du périodemètre avec cependant une différence qui est au niveau de la porte principale. En effet, comme nous pouvons le voir à la **figure 13,** la porte P est commandée par les deux entrées A et B où l'entrée A est utilisée pour commander le départ de la mesure et l'entrée B pour arrêter cette mesure. Quand un signal extérieur est appliqué à l'entrée A, la porte principale P est ouverte et les impulsions d'horloge de la base de temps sont accumulées dans le circuit de comptage. Quand le signal d'arrêt de la mesure parvient à la porte P, celle-ci se ferme et bien sûr, les informations ne parviennent plus au circuit de comptage et c'est le nombre d'impulsions de la base de temps, comptées entre les impulsions de départ et d'arrêt de la mesure (A et B), qui donnera l'intervalle de temps.

Pour mesurer avec précision un intervalle de temps entre deux points d'un même signal, certains appareils permettent, par commutation, d'utiliser une entrée commune pour les impulsions A et B ; cette configuration permet entre autre de mesurer les largeurs d'impulsions.

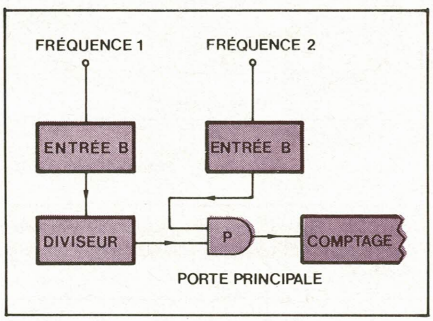


Fig. 14. – Synoptique simplifié du mode « rapport de fréquences ».

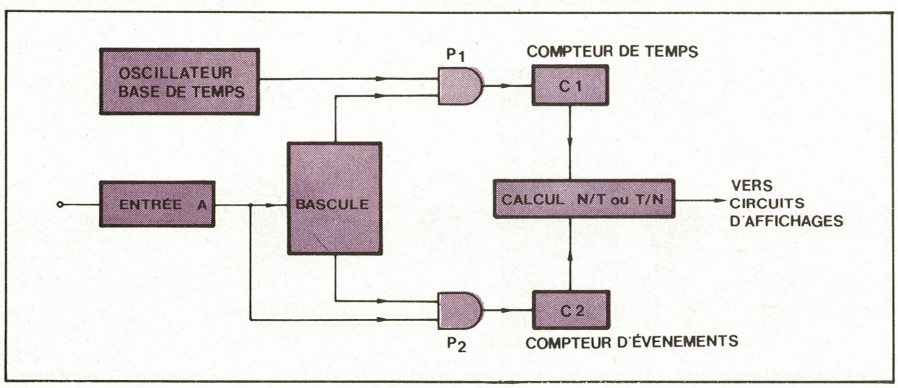


Fig. 15. – Synoptique simplifié du mode « mesure réciproque ».

Mesure du rapport entre deux fréquences

Le compteur fréquencemètre est utilisé pour la mesure du rapport entre deux fréquences afin d'obtenir directement au niveau de l'affichage la lecture directe de la vitesse en tours/minute ou le débit en m^3/h ou l/h. Le principe de fonctionnement de cette fonction s'apparente à celui du mode fréquencemètre avec une fréquence de référence, non pas issue de l'oscillateur interne, mais d'un signal extérieur. Le schéma de principe de cette fonction est illustré **figure 14.** Dans cette configuration, la porte principale est nécessairement commandée par la fréquence la plus basse.

Mesure réciproque

Le principe de la mesure réciproque est le suivant : le signal d'entrée est appliqué à l'entrée A (voir schéma synoptique de la **fig. 15)** dont la sortie attaque une bascule (qui détermine le départ et l'arrêt de la mesure), celle-ci commandant l'ouverture synchrone des portes P_1 et P_2 dont les informations de sortie sont dirigées sur les compteurs C_1 et C_2. C_1 est un compteur de temps ; par rapport à une fréquence pilote C_2 est le compteur d'événements injectés à l'entrée A.

En fonction du temps de comptage sélectionné, le compteur C_2 d'événements accumule un nombre de périodes plus ou moins important. Ensuite, le calcul du rapport temps/événements ou événements/temps est effectué selon ce que l'utilisateur désire afficher, la période ou la fréquence. L'avantage du principe de la mesure réciproque réside dans le fait qu'il est possible d'obtenir une très bonne résolution pour les mesures de basses fréquences avec une précision de mesure constante.

J.C. Baud
Ingénieur responsable Fluke
M.B. Électronique

Le terme « répondeur simple » est communément employé pour désigner les répondeurs dont le but se limite à la diffusion d'un court message en réponse à chaque appel téléphonique reçu, sans possibilité d'enregistrement de la communication. De tels appareils doivent être homologués par l'administration des P et T (CNET) surtout si leur principe exige un raccordement électrique à la ligne téléphonique. La complexité et la lenteur des formalités d'homologation ayant pour principal effet de décourager de nombreux industriels de tenter la commercialisation de ce type de produit, le marché des répondeurs ne comporte qu'assez peu d'appareils de prix abordable et surtout de fabrication française. Notre but est ici de décrire la réalisation d'un répondeur économique et simple, répondant au cahier des charges du CNET tel qu'il se présentait au moment où nous avons abordé l'étude des circuits. Il n'en reste pas moins nécessaire de demander séparément l'homologation de tout appareil réalisé selon ces plans avant son raccordement au réseau public, puisqu'un spécimen doit être présenté. Cette sujetion est moins gênante pour l'utilisation sur un réseau intégralement privé. Par ailleurs, la réglementation peut être différente dans les pays autres que la France.

Un répondeur téléphonique simple, à cassette

Les principes de fonctionnement de l'appareil

Ce genre d'appareil possède, comme un magnétophone, deux modes de fonctionnement : **mise au point du message** c'est-à-dire enregistrement et lecture de contrôle, le répondeur restant pendant ces opérations totalement séparé de la ligne sur laquelle il est branché, et **réponse,** correspondant à la diffusion du message enregistré après simulation électrique du décrochage du combiné. Certains répondeurs, n'exigeant aucun raccordement au réseau, décrochent le combiné du poste d'origine au moyen d'une palette à commande électromagnétique et diffusent la réponse via un haut-parleur. Ces appareils devant, aux termes de la législation en vigueur, également être présentés à l'homologation, perdent ainsi beaucoup de leur intérêt. Le répondeur décrit dans ces pages est donc du type à branchement sur la ligne, en raison de sa plus grande facilité de réalisation. L'étude de ses circuits constitue d'ailleurs une bonne initiation à la technique des circuits périphériques de téléphone.

La figure 1 résume la succession dans le temps des diverses fonctions du répondeur « simple ».

1) Enregistrement du message

L'utilisateur, après avoir mis l'appareil sous tension, enfonce la touche « enregistrement », qui comme dans tout magnétophone, effectue les commutations au niveau du préampli, et déclenche un monostable dont la constante de temps est d'environ 50 % supérieure à la durée de la cassette en boucle. Ce monostable commande l'alimentation du moteur qui entraîne donc la bande. Cette bande est munie de deux pistes : l'une pour le message, l'autre pour un signal pilote (brevet français N° 76-04211) de fréquence 800 Hz environ. Ce signal est pré-

enregistré sur toute la piste, mais est effacé sur une longueur de quelques centimètres à un endroit correspondant à la position de la bande devant les têtes en position d'attente. C'est ce signal, lu par une tête « piste basse », qui donne à la logique de l'appareil toutes les informations concernant le défilement de la bande. Dès que ce « blanc » sur la bande est terminé, la logique de l'appareil éclaire un voyant rouge « cycle » et alimente un électro-aimant bloquant la touche enregistrement en position enfoncée. Dès l'allumage du voyant, l'utilisateur peut donc relâcher la touche et dicter son message qui s'enregistre jusqu'à concurrence de la durée de la boucle de la cassette sans fin. Lors du passage du blanc devant la tête pilote, l'électro-aimant débloque la touche enregistrement, ce qui commute le magnétophone en position lecture. Comme le moteur est toujours alimenté par le monostable, une lecture de contrôle s'amorce aussitôt, jusqu'au second passage du blanc qui, cette fois positionne l'appareil en mode « attente » puisque le monostable est revenu entre temps à zéro.

2) Réponse à un appel :

Le circuit détectant le fonctionnement de la sonnerie d'appel agit, après une courte temporisation de reconnaissance, sur le moteur, et sur une bascule « de sécurité » qui prend note de cet appel. Chaque coup de sonnerie fait avancer la bande d'une petite longueur, calculée de façon à ce que le troisième coup entraîne le passage du début du signal pilote devant la tête. Ceci a pour effet d'alimenter de façon continue le moteur, et de « prendre la ligne », ce qui équivaut à un décrochage du poste. (allumage du voyant vert) Le magnétophone étant commuté en position « lecture », celui-ci diffuse le message dans le primaire du transfo de ligne. En fin de message, la disparition du pilote fait repasser le répondeur en mode « attente » et libère la ligne, que le correspondant ait raccroché ou non. La bascule reste à 1, et ne sera remise à zéro que par l'action sur l'une des touches « enregistrement », « contrôle » ou « stop ». Ceci permet éventuellement de prévoir un voyant indiquant si l'appareil a répondu ou non depuis sa mise en service.

3) Contrôle du message

Il est possible, à un moment quelconque, de contrôler le contenu de la cassette en pressant la touche « contrôle ». Celle-ci remet à zéro la bascule, empêchant ainsi toute prise de ligne intempestive, et alimente le moteur jusqu'à ce que le pilote prenne le relais (allumage du voyant rouge). En fin de contrôle, retour automatique en position attente.

Les solutions techniques utilisées

Le synoptique de la **figure 2** permet de suivre plus facilement le cheminement des signaux sur le schéma de principe de la **figure 3.** Remarquons dès à présent que l'appareil est construit autour d'un magnétophone à cassettes aussi courant que possible ayant subi les modifications suivantes :

– remplacement de la tête d'enregistrement/lecture par une tête combinée enregistrement/lecture/effacement

– remplacement de la tête d'effacement par une tête de lecture **piste basse** (tête d'enregistrement/lecture précédemment démontée mais dessoudée de sa semelle et retournée)

– pose d'un électro-aimant de verrouillage de la touche d'enregistrement après suppression du verrouillage mécanique d'origine, lié à la touche « stop »

– séparation du HP de son amplifica-

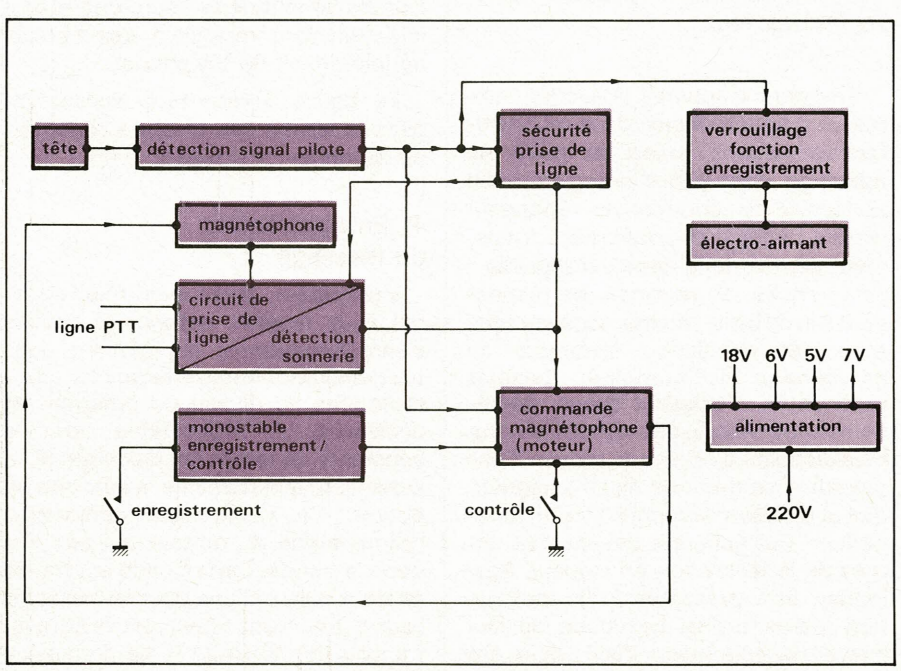


Fig. 2 – Synoptique général

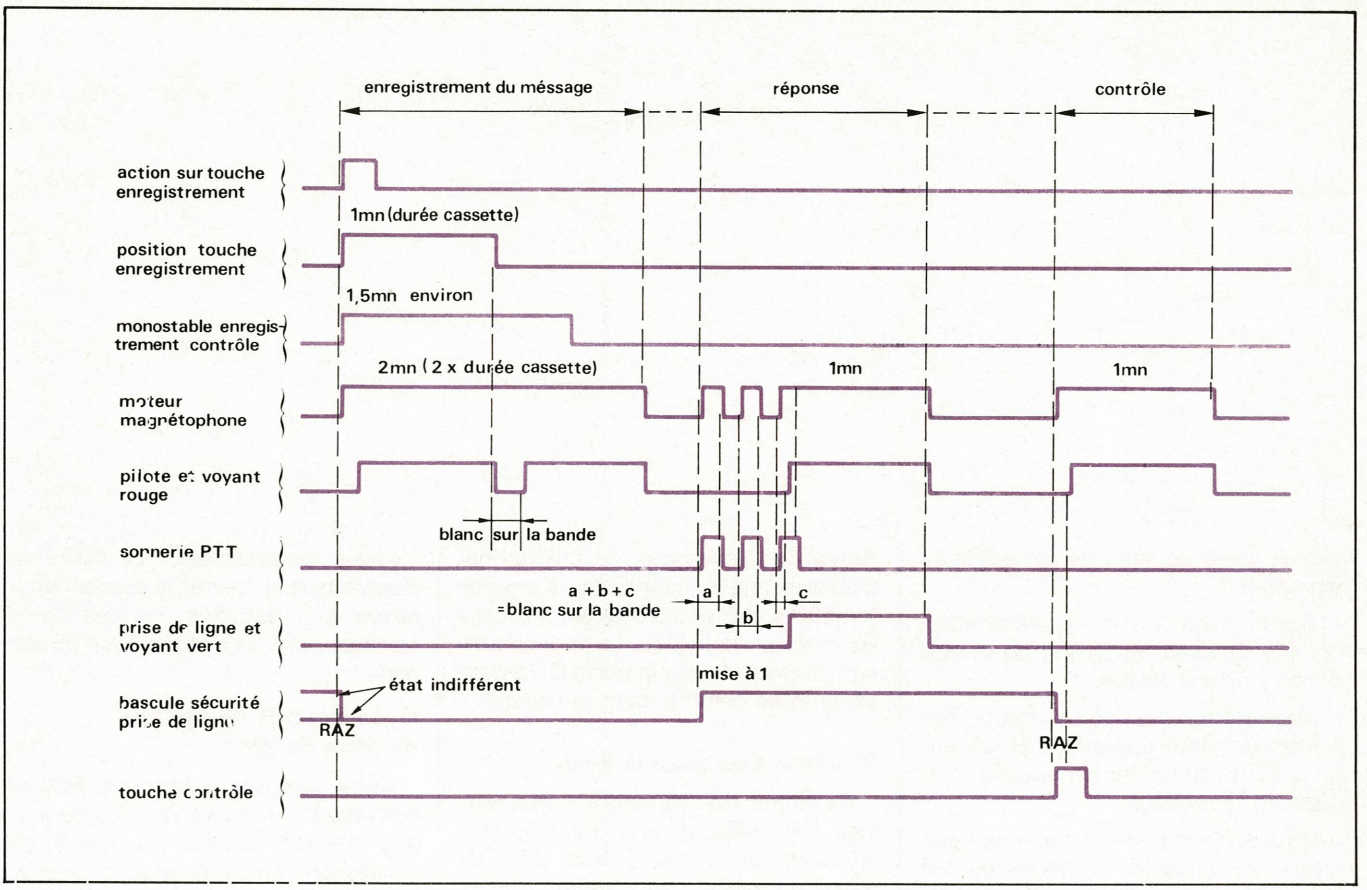


Fig. 1. – Chronogramme de l'utilisation type du répondeur.

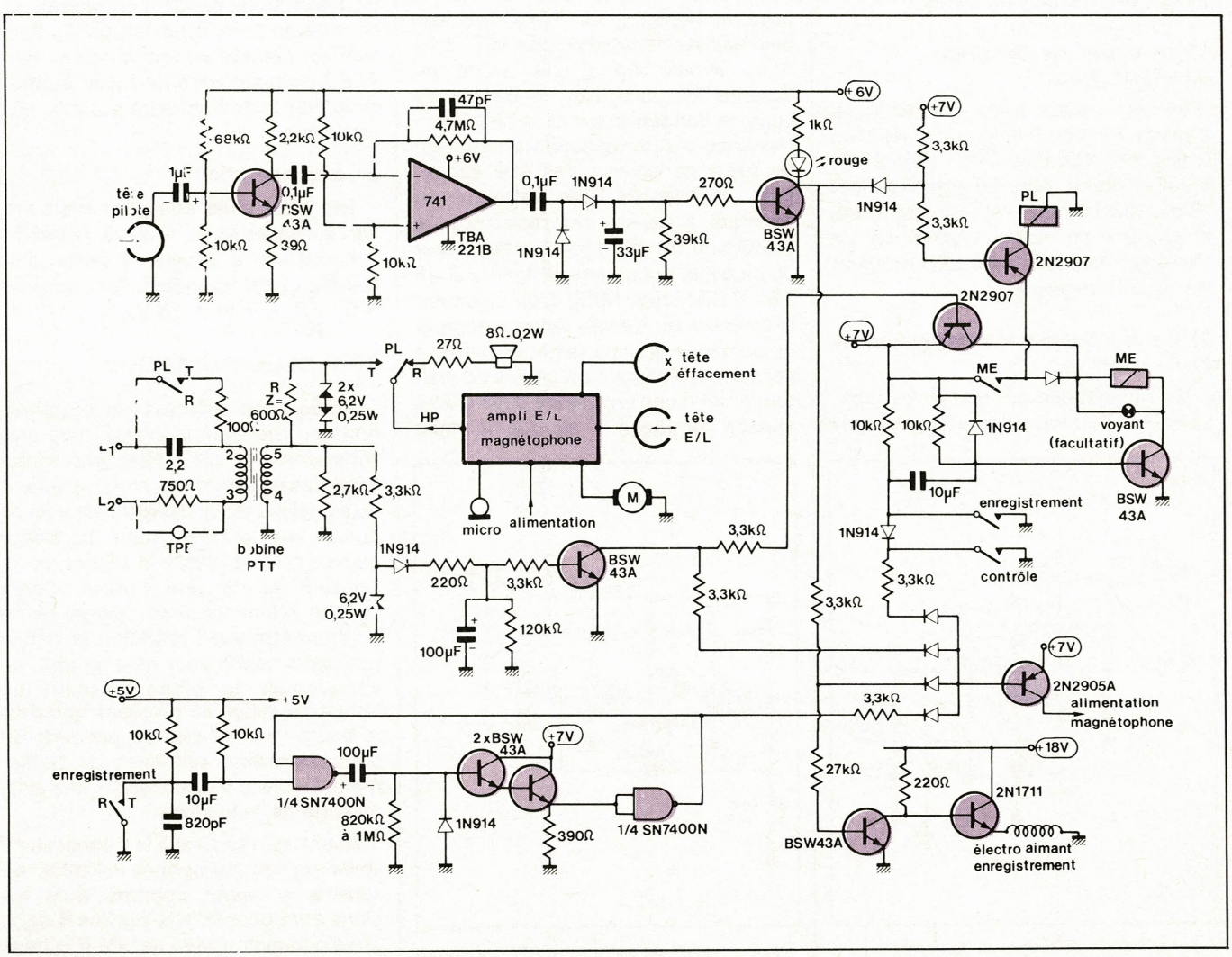


Fig. 3. – Schéma de principe général des circuits automatiques.

teur et sortie séparée de cet ampli de puissance

– suppression de la commutation déconnectant le régulateur de niveau BF en position lecture

– récupération des deux contacts libérés lors des deux opérations précédentes pour commander les circuits logiques du répondeur.

Un circuit imprimé supplémentaire regroupe toutes les fonctions devant être ajoutées, et que nous allons maintenant décrire plus en détail.

1° Le circuit de détection du signal pilote :

La tête « piste basse » attaque un transistor préamplificateur suivi d'un ampli opérationnel 741 monté en ampli à grand gain. Le signal à haut niveau ainsi obtenu est redressé, filtré, et converti en niveau logique par un transistor attaquant une LED rouge et les circuits digitaux.

2° Le monostable d'enregistrement et de contrôle :

Ce monostable est réalisé en technologie TTL avec adaptation d'impédance par darlington, ce qui permet d'obtenir une temporisation d'environ 1 mn30 s tout en conservant en sortie les niveaux de la TTL. Ce monostable agit uniquement sur la porte OU à quatre entrées commandant le moteur.

3° L'interface avec la ligne

Ce circuit doit répondre à des normes très précises pour pouvoir être raccordé au réseau public. Afin de remplir à coup sûr ces conditions, nous avons choisi d'utiliser les mêmes composants homologués SOCOTEL que ceux utilisés dans les postes S63, dont nous avons repris une partie du schéma. En particulier, le transfo de ligne, le condensateur et le TPE (thermistance d'autorégulation du courant de ligne) ne doivent pas être substitués. La prise de ligne s'effectue en shuntant à travers une résistance de protection de 100 Ω le condensateur de blocage du courant de ligne (2,2 µF 250 V GAM type MKB). L'enroulement secondaire du transfo de ligne remplit deux fonctions : il transmet le message par l'intermédiaire d'un circuit de protection et d'une résistance devant être ajustée de façon à ce que la ligne « voie » une impédance de 600 Ω et, d'autre part, il fournit la tension alternative qui, détectée, commande un transistor lors de chaque coup de sonnerie.

4° La bascule de sécurité de prise de ligne

Cette bascule, à fonction PS, est destinée à n'autoriser la prise de ligne que lorsque toutes les conditions nécessitant une réponse sont remplies. En particulier, la prise de ligne se trouve interdite pendant les opérations de mise au point du message. La bascule est réalisée au moyen d'un relais REED auto-alimenté de façon à obtenir la plus forte immunité possible aux parasites.

5° L'alimentation

Elle n'est citée que pour mémoire, car la **figure 4** en montre l'extrême simplicité. Elle délivre, à partir d'un transfo 12 V standard les tensions + 5, + 6, + 7 et + 18 V.

Réalisation pratique

Après avoir effectué les modifications du magnétophone décrites précédemment, il est intéressant d'examiner les possibilités d'enregistrement du signal pilote. La cassette sans fin de durée une minute étant supposée neuve, on branchera le circuit de la **figure 5** sur la tête « piste basse » venant d'être montée. Après avoir chronométré avec précision le temps mis par la bande pour faire un tour, on enregistrera le pilote pendant un temps identique en pressant toutefois le bouton « arrêt pilote » pendant les deux premières secondes de défilement. Le blanc indispensable sera ainsi ménagé définitivement.

Avant de raccorder les connexions libres du magnétophone modifié, on câblera le circuit imprimé dont les plans sont donnés aux **figures 6 et 7**. Trois connecteurs au pas de 5,8 peuvent être prévus pour faciliter les rac-

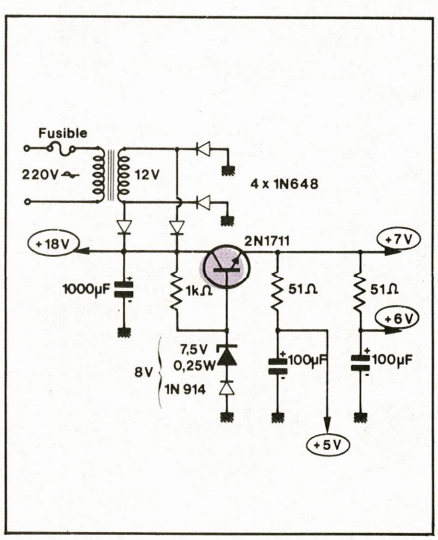


Fig. 4 – Schéma de principe de l'alimentation

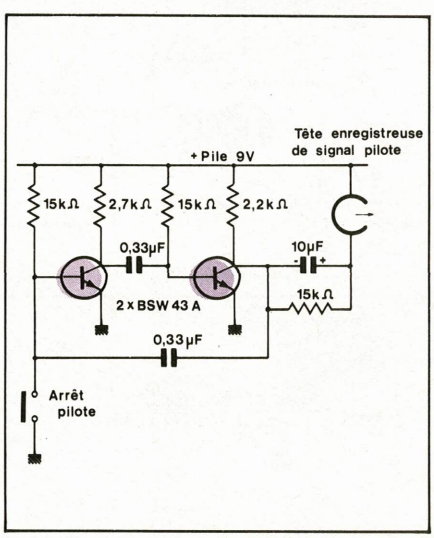


Fig. 5 – Circuit de préenregistrement du signal pilote

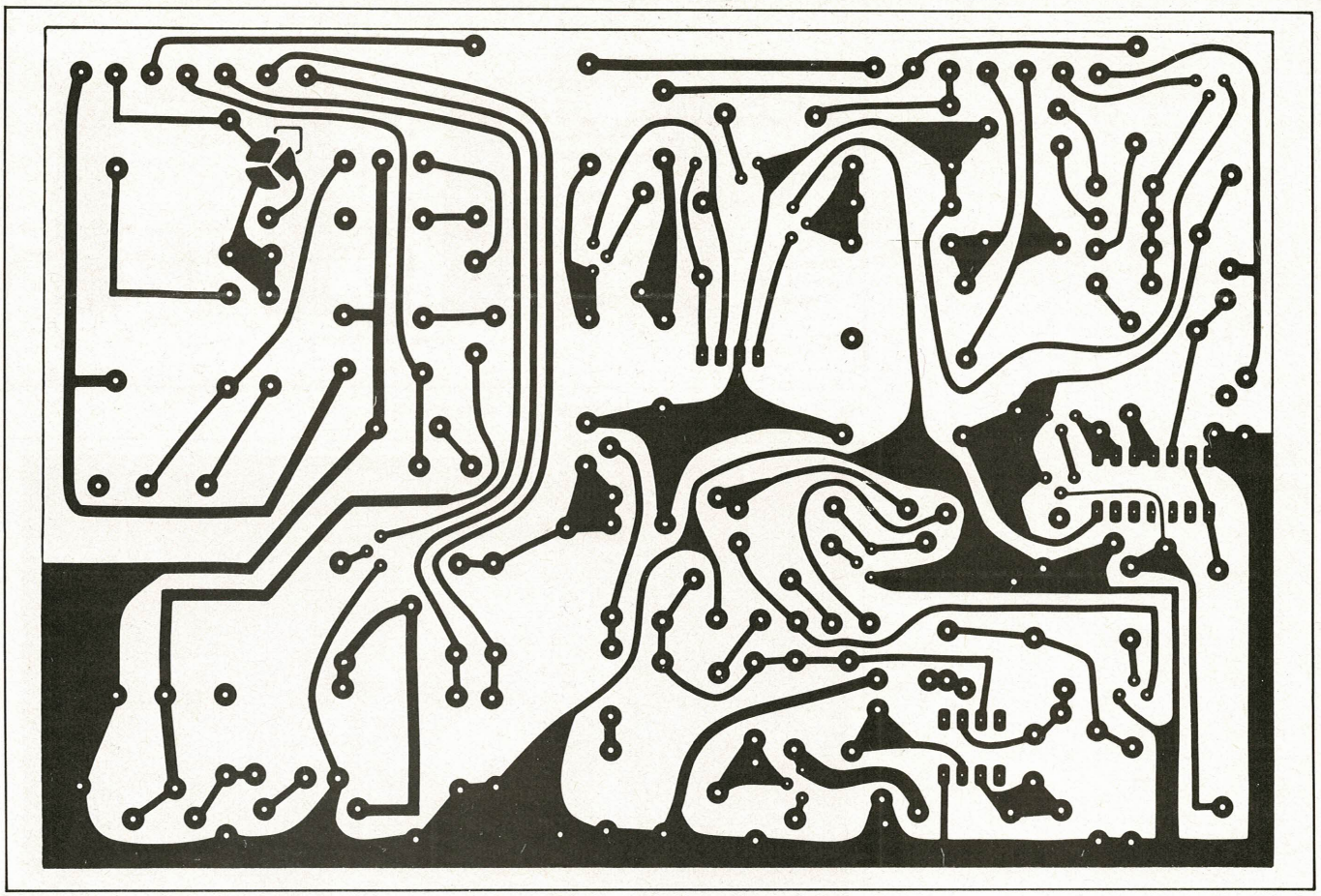


Fig. 6 – Le circuit imprimé

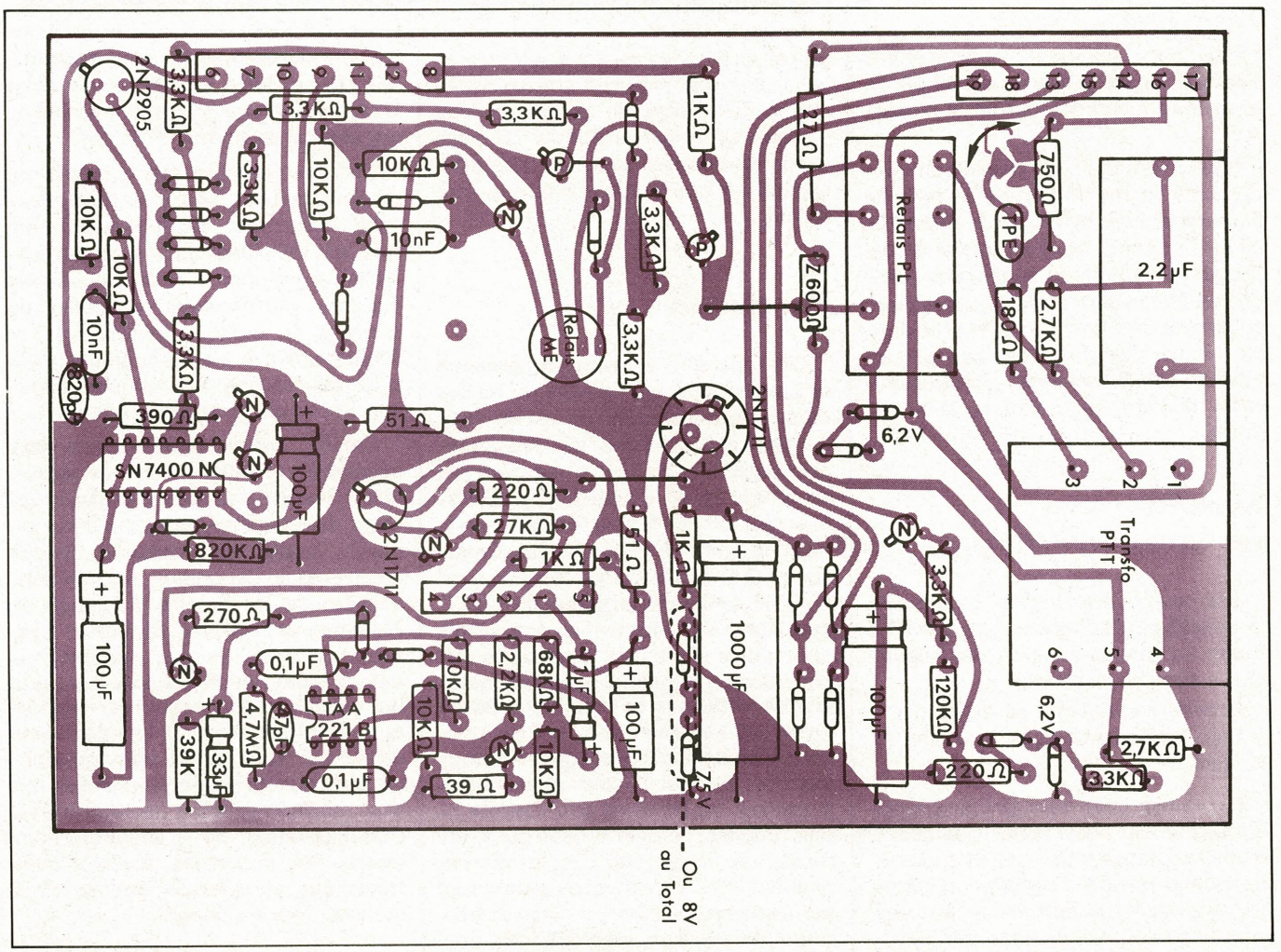


Fig. 7 – Le plan de câblage

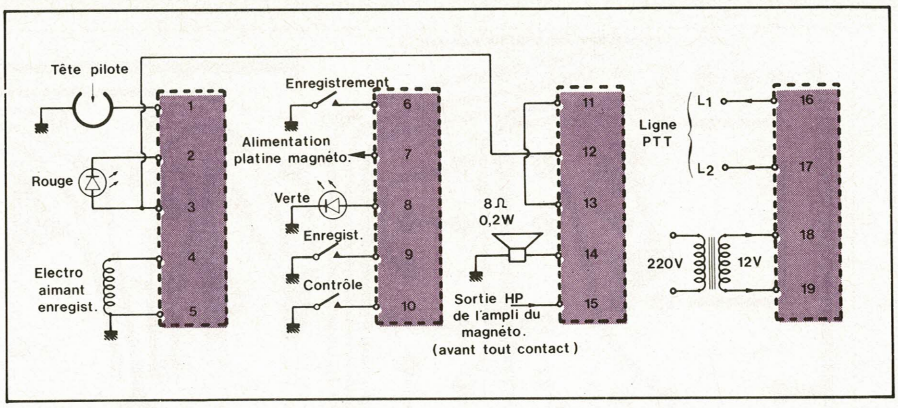
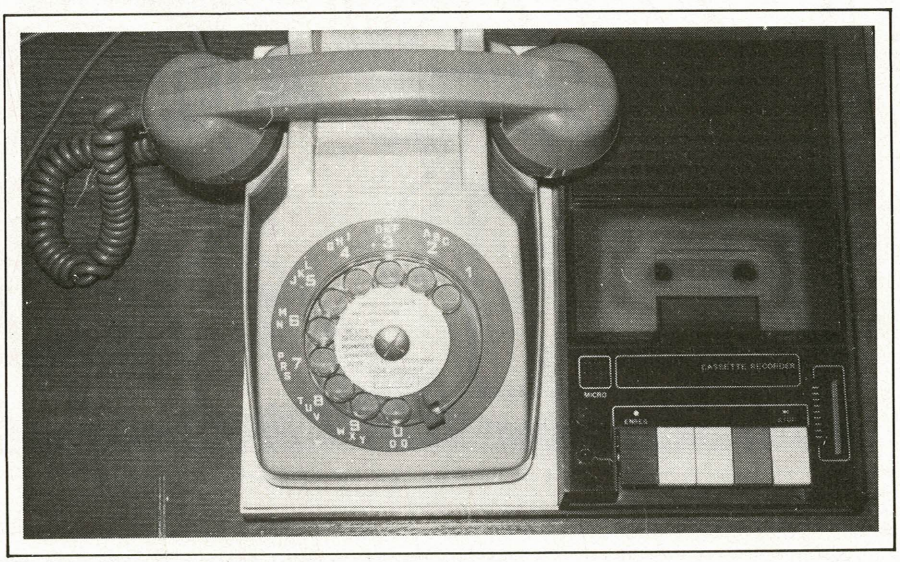


Fig. 8. – Plan de câblage à l'extérieur de la carte imprimée.



cordements extérieurs, représentés **figure 8**. Seule la tête de signal pilote devra être raccordée par un fil blindé.

Il est avantageux de réaliser un boîtier dont la moitié servira à loger le magnétophone, et l'autre à abriter le circuit imprimé, dont le couvercle de protection servira de support au téléphone. Le raccordement à la ligne peut se faire de diverses façons, la plus simple étant l'emploi d'un connecteur double (mâle/femelle) s'intercalant entre la fiche du poste et le socle mural.

Sécurité de fonctionnement

Les deux principales conditions imposées par l'administration des PTT quant au fonctionnement des répondeurs sont les suivantes :

– impédance de ligne de 600 Ω
– faible probabilité de perturbation de la ligne.

Le premier point peut être acquis par un ajustement aussi précis que désiré d'une résistance intérieure à l'appareil. Le second est lié à la conception même du répondeur : la bascule de sécurité interdit toute prise de ligne intempestive, et le principe même du maintien du relais de prise de ligne par la présence du signal pilote garantit une libération instantanée de la ligne en cas d'avarie subie par la bande. De plus, l'appareil cessera alors de répondre jusqu'à ce que le défaut puisse être réparé.

Conclusion

Cet appareil, réalisé conformément à nos indications, est capable de rendre tous les services que l'on est en droit d'attendre d'un répondeur téléphonique « simple », au prix d'une dépense en temps et en matériel particulièrement modique. Lors de l'étude et de la mise au point de l'appareil, nous nous sommes attachés à respecter point par point le cahier des charges du CNET, consistant à ce moment en une simple photocopie d'une liste manuscrite des conditions à remplir. Il convient toutefois de noter que ce document est en incessant remaniement, même pendant le cours d'une procédure d'homologation. Des points aussi mineurs que la couleur ou la forme des voyants et des touches, l'emplacement du haut-parleur ou la marque des transistors peuvent être modifiés plusieurs fois par semaine. De plus, certaines conditions parfaitement incompatibles doivent être simultanément remplies comme par exemple le raccordement à une prise de terre, imposé par la norme UTE, et le non raccordement à la terre, imposé par la norme PTT.

Ceci pour montrer que la procédure d'homologation, légalement indispensable avant tout raccordement reste très loin de n'être qu'une simple formalité, à tel point que des industriels français parfaitement capables de pénétrer ce créneau intéressant ont échappé de peu au dépôt de bilan à la suite de tracasseries technico-administratives par trop prolongées.

Certes l'homologation est une nécessité impérieuse, car il ne saurait être question d'autoriser le raccordement de n'importe quel circuit sur un réseau public dont dépend chacun d'entre nous. Cependant, il serait souhaitable que la France, à l'image de l'Allemagne Fédérale, adopte un système de sélection des matériels ne défavorisant pas de façon aussi nette les constructeurs locaux par rapport aux importateurs d'équipements étrangers. Nous ne pouvons qu'espérer que ceux de nos lecteurs qui en ont la possibilité tenteront de contribuer à l'assainissement de la situation, dans lequel les industries électroniques françaises, et spécialement les PME auraient tout à gagner.

P. Gueulle

Notre précédent article s'est spécialisé dans la méthode de report ou de dépôt des réserves par sérigraphie et nous avons précisé que le pochoir, selon sa dimension et ses caractéristiques, entre dans la fabrication de tout ce qui se fait à plat en matière de circuit ou de câblage : du circuit imprimé au microcircuit hybride à couches minces ou épaisses. Le microcircuit intégré, quant à lui, fait appel à des procédés dont l'étude sera abordée dans un chapitre particulier.

Le circuit imprimé

Principes

Nous avons vu que dans la plupart des méthodes de fabrication, il est fait usage d'un produit auxiliaire, appelé « resist », qui a pour mission d'opérer un masquage pendant toute la durée d'une opération.

Il existe deux familles de « resists » : les encres protectrices de sérigraphie et les résines photosensibles. Actuellement, la sérigraphie domine dans les chaînes de grande production de circuits imprimés alors que la photofabrication est parfaitement adaptée à la microélectronique (intégration ou couches minces).

Les produits de protection trouvent leur emploi dans les cas suivants :
- établissement des réserves de gravure
- masquage pour établissement des zones d'épitaxie
- protections diverses au cours des opérations de placage ou de dépôts en couches minces
- économie de soudure et protection contre l'échauffement sur les machines à souder
- marquage.

Les encres de sérigraphie

La pratique de l'écran de soie résultant des techniques de l'imprimerie, on peut considérer que presque toutes les préparations utilisables en arts graphiques sont des résists plus ou moins adaptés car, bien entendu, encore faut-il que la protection résiste au produit auquel elle va être soumise. La gravure et le masquage de déposition font appel à des solutions acides, alcalines ou neutres dont la composition constitue un des éléments déterminants.

L'une des préparations les plus anciennes est incontestablement celle dont la base est une huile siccative comparable à la peinture dite « à l'huile » encore en honneur chez les professionnels du décor de bâtiment. Elle réussit dans de nombreuses applications, mais son grand défaut réside dans sa durée de séchage qu'il est hasardeux de vouloir trop réduire.

On la prépare très simplement en broyant une poudre dans l'huile de lin dont on accélère la polymérisation en ajoutant un oxyde métallique vendu sous le nom de siccatif. La poudre constituant la charge peut être du noir de fumée, du blanc de titane, un oxyde de zinc ou une résine synthétique pulvérisée miscible avec le liant. La viscosité d'une telle encre est ajustable par adjonction de white-spirit ou d'une huile essentielle.

On peut aussi faire usage d'un mélange du type « encaustique » qui, pour la gravure du cuivre, donne satisfaction :

– cellophane écrasée	25 g.
– cire jaune d'abeilles	200 g.
– noir de fumée	400 g.

On fait fondre en remuant et en ajoutant lentement 200 cm^3 d'essence de térébenthine. L'ajustage de la viscosité se fait à l'essence en réchauffant au bain-marie.

Au lieu de noir de fumée on peut utiliser le bithume de Judée et la collo-

phane peut être remplacée par une résine phénolique, formo-phénolique ou crésol-phénolique. Le white-spirit se substitue aussi à l'essence de térébenthine, mais dans des proportions plus faibles.

L'huile de lin oxydée et chargée convient mieux pour la gravure aux agents alcalins et surtout à ceux provoquant une exothermie, comme cela se produit quelquefois avec l'aluminium. On obtient également de bonnes encres résistantes en dissolvant des résines polyamides thermodurcissables dans un mélange à poids égaux de xylol et d'isopropanol. Les résines « Epikotes » de Shell Chimie, constituent aussi une excellente base de résist en association avec une charge et, éventuellement un agent durcisseur.

Beaucoup de ces préparations, qui ressemblent en fait à de la peinture classique, sèchent à l'air libre et durcissent par vieillissement. Cependant les cadences de production exigées par l'économie ne peuvent se contenter d'un tel processus. Il faut accélérer le séchage sans toutefois compromettre la qualité. L'élévation de la température permet d'accroître la vitesse de durcissement et l'emploi des étuves, ou des émetteurs d'infra-rouge (I.R.), est devenu chose courante.

L'élévation de la température de séchage et de durcissement provoque l'évacuation des solvants et des diluants, ou sert de véhicule à la polymérisation selon le type du produit. Avec les rayonnements infra-rouges l'échauffement, généralement plus rapide, s'opère au sein même du dépôt protecteur, avant d'avoir atteint les couches superficielles. De cette façon, la régularité du durcissement est bien meilleure puisque tout risque d'emprisonnement de parties liquides est éliminé. Le « cloquage » est en effet le défaut à éviter.

L'un des plus anciens spécialistes de la protection pour traitements de surfaces, la « National Printing Ink », firme britannique représentée en France par « P.M.D. Continentale », propose tout une série de résists dont les caractéristiques peuvent être prises comme références.

La plupart des formules fabriquées par cette firme ont été étudiées pour pouvoir être éliminées sans faire appel aux solvants chlorés. Toutefois une préparation, spécialement destinée aux opérations galvaniques, ne peut être retirée que par dissolution aux hydrocarbures. C'est une encre, thixotropique à basse température, qui résiste aussi bien à l'acide sulfurique concentré à 80 °C, qu'aux solutions de soude caustique. La référence 114 B/265 sèche à l'air libre en 25 minutes environ, temps que l'on peut réduire à 3 minutes en étuvant aux environs de 120 °C.

Avec ce type de produit, applicable avec des trames métalliques ou textiles on peut exécuter toutes les opérations d'établissement d'un circuit imprimé, soustractif ou additif, y compris les traitements de surface à l'or, l'étain-plomb, l'étain brillant et au cuivre pyrophosphate.

Toutefois, les encres siccatives ont un inconvénient que certains fabricants considèrent comme étant incompatible avec un bon emploi du pochoir de sérigraphie. En effet, lorsque pour des raisons diverses, la trame reste « inactive » pendant une durée assez longue, l'encre risque de sécher en obstruant une partie des mailles claires. Dès ce coment le pochoir peut devenir inutilisable ou du moins, sa qualité diminuée.

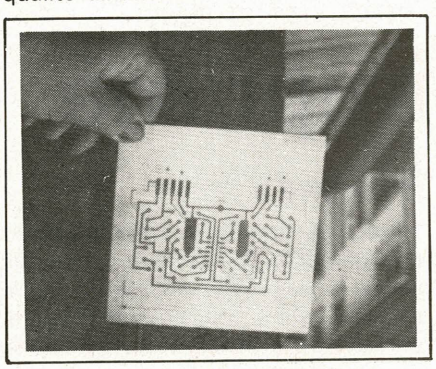


Fig. 1

Une nouvelle génération d'encres est née pour remédier à cette situation tout en permettant d'accroître les cadences d'impression. Il s'agit des résists à cuisson par rayons ultra-violets (U.V.C.S.R.) (1).

Les traitements aux I.R. et aux U.V. ont longtemps été en compétition, d'abord parce que le rapport de prix a toujours été en faveur de l'équipement I.R. Toutefois, ne s'agissant pas des mêmes produits, il semble difficile d'établir une véritable comparaison.

Avec les infra-rouges, on procède par évaporation des solvants ou par thermopolymérisation. Il y a donc élévation de température, ce qui est souvent néfaste et redouté. Avec les ultra-violets on provoque une modification de la chaîne moléculaire, ce que les anglo-saxons appellent le « cross-linking », ou plus exactement on établit des liaisons stéréochimiques. Dans ce cas on travaille à basse température, avec des produits parfaitement stables à l'ambiance et ce, pour des laps de temps pratiquement infinis. Sur la **figure 1** on voit notre câblage modèle, exécuté avec le pochoir cité dans l'article précédent **(fig. 7)** au moyen d'une encre « Séricol » cuite aux U.V. Le pochoir est resté ensuite plusieurs heures tel quel avant d'être nettoyé. Il aurait pu demeurer plusieurs jours en l'état sans subir de dommage. De même, le pot d'encre ne demande aucune précaution particulière pour son stockage et le fait de le préserver des poussières suffit à l'isoler de tout rayonnement susceptible d'entraîner la polymérisation.

« Advanced Circuitry Division », firme américaine produisant environ 36 millions de platines imprimées par an, a adopté l'impression aux encres « U.V. Curing » ce qui, selon ses dires, lui a permis de gagner 50 % du temps initial de fabrication. Par ailleurs, les surfaces au sol occupées par les machines se sont trouvées réduites de plus de 30 %.

Néanmoins, Séricol Ltd attire l'attention sur le fait que les équipements de cuisson aux U.V. sont environ 40 % plus cher que ceux mettant en œuvre les I.R. du spectre proche (700 à 2500 nm). A ceci, nous ajouterons que les manipulations sous rayonnements spécifiques exigent beaucoup plus de précautions en ultra-violets qu'en infra-rouges.

Dans le créneau de la petite production ou du laboratoire et dans la mesure ou une ventilation efficace peut être produite, il est évident qu'un séchage aux I.R. peut se faire avec des moyens de fortune. On renonce alors aux avantages des encres non siccatives.

Afin de situer les relations entre les différentes radiations électromagnétiques, nous avons à titre de rappel ; fait figurer sur un diagramme **(fig. 2)**, les valeurs du spectre avec les phénomènes qui s'y rapportent. Les longueurs d'ondes sont notées en nanomètres (1.10^{-9} m). Actuellement, on dénombre dix marques américaines d'encres à polymérisation UV et plusieurs d'entre elles sont représentées en France. Notons que tous les types de resists peuvent être traduits en UVCSR : réserves de gravure, réserves de placage, solder-masks et encres de marquage.

Le matériel de cuisson

Le four de cuisson aux UV est assez simple et peu encombrant. Il demande une énergie assez importante mais au cours de son fonctionnement aucune émanation préjudiciable à l'environnement n'est à redouter.

La **figure 3** montre le schéma d'un cuiseur à ultra-violets. Il est équipé de deux émetteurs UV de 5000 W (L_1 et L_2) pourvus de réflecteurs elliptiques destinés à concentrer le rayonnement sur le tapis (T). Le tapis est animé par le moteur (M) d'un mouvement continu

(1) U.V.C.S.R. = U.V. Curable Screen Resist.

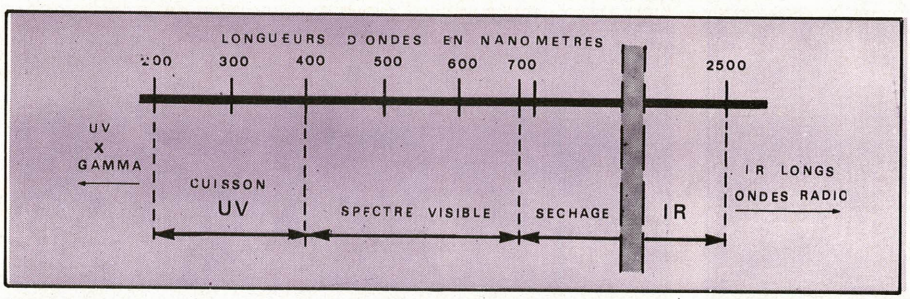


Fig. 2

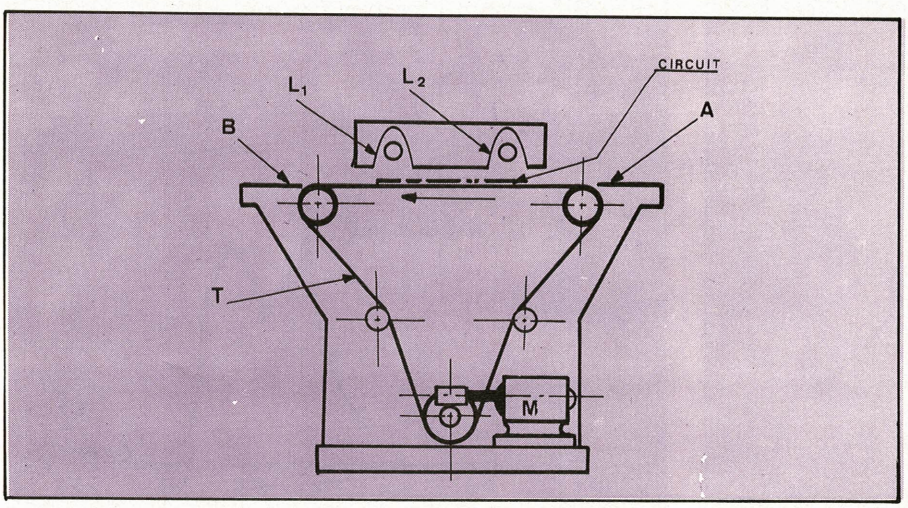


Fig. 3

réglable entre 6 et 12 mètres/minute. On pose la platine en A, elle ressort parfaitement sèche en B et, si le convoyeur est stoppé, l'alimentation des lampes est automatiquement coupée.

Les « photorésists »

(Nous continuons à utiliser le terme « photorésist » d'origine anglaise, en raison du fait qu'il est maintenant universellement adopté).

Ils sont utilisés en photogravure ou en qualité de réserves dans les mêmes opérations que celles déjà citées plus haut et aussi dans la confection des pochoirs ou des masques.

Nous avons mentionné les colloïdes bichromatés qui sont les ancêtres de cette catégorie de produits.

La sensibilité de ces compositions, relativement grande dans l'UV lointain ($\lambda < 200$ nm), diminue rapidement vers 325 nm et marque une pointe croissante à 355 nm. A cette λ la sensibilité n'est que le 1/5 de ce qu'elle est à 210 nm. Elle redescend à 400 nm pour s'annuler rapidement dans le « visible ».

On peut ajouter des accélérateurs aux solutions bichromatées. Les meilleurs résultats sont obtenus avec des sels de métaux lourds à condition qu'ils ne soient pas précipitables par le bichromate. Avec des sels de cérium ou de lanthane sous pH (respectivement) de 8 et 8,5, on peut tripler la rapidité.

Signalons toutefois que les solutions bichromatées risquent de provoquer des irritations de la peau qu'il est possible d'éviter par des lavages dans une solution de bisulfite ou d'eau oxygénée. Les cas graves (brûlures) peuvent être traités avec une pommade iodurée, additionnée à 3/1000 de chlorhydrate de morphine.

Le progrès s'est maintenant fixé sur les compositions mettant à profit les propriétés des polymères photosensibles. On désigne souvent à tort l'action de la lumière sur ces produits par le terme de « photopolymérisation », qu'il s'agisse des formules à réaction négative ou de celles à réaction positive. Rappelons que la polymérisation est un phénomène qui permet de « construire » une grosse molécule en partant des molécules élémentaires d'un ou de plusieurs corps appelé « monomère ». L'éthylène CH^2 est le monomère du polyéthylène dont la formule reste composée des mêmes éléments répétés n fois [(CH^2) n]. En admettant que, pour un corps analogue, le résultat soit obtenu par l'action de la lumière sur le monomère, on assiste à la photopolymérisation. Elle peut être obtenue de trois façons, selon les substances choisies :

– par action d'un produit photosensible = « photo-initiation »
– par modification de structure = « photo-transformation »
– par réticulation = « photoréticulation » ou photocross-linking en terme anglo-saxon.

Les résines dites négatives mettent à profit ce processus de polymérisation alors que les résines dites positives devenant solubles dans les parties exposées à la lumière sont basées sur des phénomènes divers parmi lesquels on trouve en premier lieu la photodécomposition. La première résine photosensible positive est due à I.B.M. qui, en 1968, a utilisé la polyméthyl-métacrylate comme base de son résist.

Un produit photosensible a donc la faculté de devenir insoluble, ou soluble dans un solvant déterminé lorsqu'il a été soumis à l'énergie d'un rayonnement. Dans le premier cas, c'est le photorésist négatif qui est réticulé et, dans le second c'est le bombardement qui provoque une modification, ou même une dégradation de la chaîne moléculaire. On assiste alors en fait au phénomène de photolyse, déjà cité dans notre article du n° 5 page 164. La photolyse a pour effet de rendre un ester organique (un ester est le résultat de la réaction d'un acide sur un alcool), soluble dans un produit alcalino-aqueux. On retrouve ici le phénomène entrant en jeu dans l'emploi des émulsions diazoïques.

Depuis quelques années, la conversion des diazocétones hydrophobes en carboxylates hydrophiles a ouvert aux chercheurs de nouveaux horizons et les a conduits à l'application de cette technique aux résists. Les diazocétones, mélangées à un liant polymère dans un solvant organique ne sont pas attaquées par un développeur alcalin. L'exposition à la lumière d'une telle composition provoque une modification dans sa structure stéréochimique qui devient alors soluble dans une solution de soude caustique.

Les résines Shipley AZ sont de ce type. La AZ-111, utilisable en circuits imprimés comme en circuits monolithiques intégrés, est basée sur une solution de résine formaldehyde dans un éther carboxyméthylique. Le produit sensibilisateur est une orthoquinone nitrurée qui entraîne la formation d'un acide carboxylique lorsqu'il y a exposition sous rayonnement UV. Cet acide est soluble dans un développeur alcalin, le AZ-303.

Un autre type disponible de la même marque, le photorésist 1350, est un « photocrosslinked » à bas poids moléculaire dont l'attaque par les UV provoque la formation d'un groupe diazoquinone dont la mutation en acide carboxylique rend solubles les plages atteintes par le rayonnement.

Micro-Image Technology (M.I.T.) propose un produit du même genre l'Isofine, dont la base est une résine phénol-formol, sensibilisée au 1,2 naphtoquinone dans un solvant composé d'acétate de butyle et de xylène.

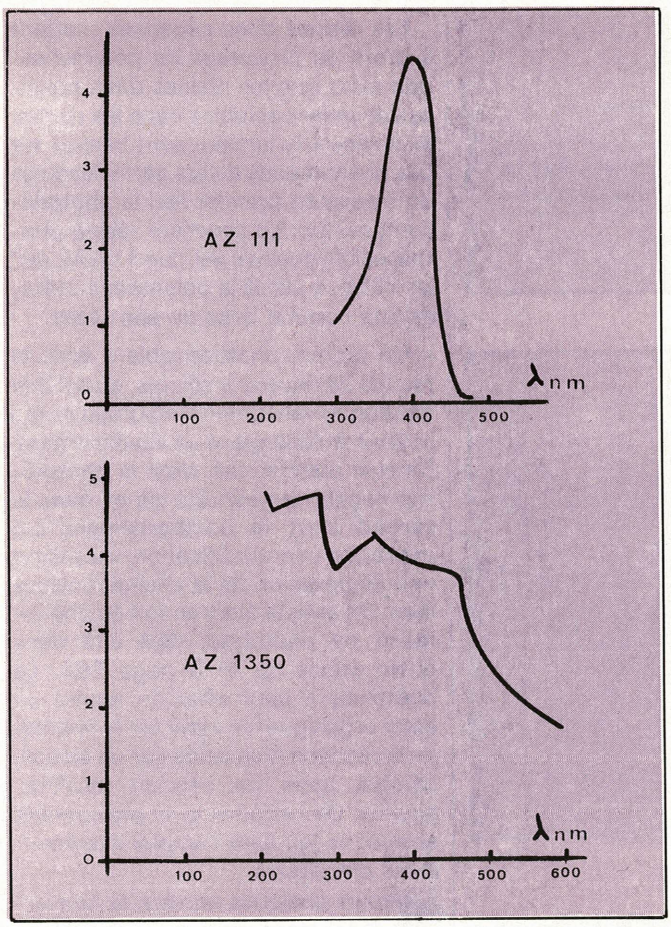


Fig. 4 a

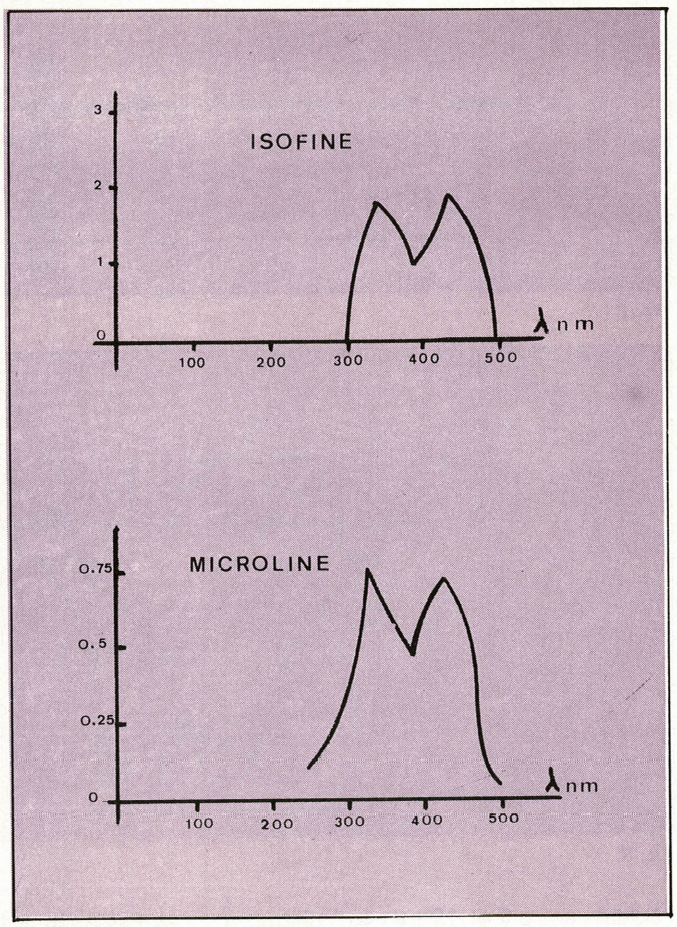


Fig. 4 b

GAF fabrique la Microline ont l'avantage sur les autres préparations réside dans sa faible teneur en produits alcalins, ce qui permet d'utiliser un développeur totalement exempt de sodium. Le support est un composé acrylique en solution dans le xylène sensibilisé au moyen d'un sel diazoïque du genre diazotoluène.

Les sensibilités spectrales de ces photorésists sont illustrées par les graphiques de la **figure 4**.

Au lieu des UV on a, pour obtenir une plus grande finesse et surtout pour pouvoir travailler sur « plotters » (traceurs automatiques) commandés par computers, imaginé la sensibilisation aux rayons cathodiques, aux rayons X et même au faisceau béta. D'après les spécialistes, ce sont les procédés d'avenir pour les productions de masques en microélectronique. Le choix des résines positives permet d'obtenir une plus grande résolution que les négatives. Cette résolution peut atteindre et même dépasser 0,5 micron avec des espacements de 0,1 micron.

Avec la sensibilisation au spot électronique il est possible de travailler avec des réductions beaucoup plus importantes que celles obtenues avec les systèmes optiques et réaliser des masques à l'échelle 1.

Les résines positives, utilisables avec exposition aux rayons X offrent encore un avantage supplémentaire, à savoir une milleure régularité entraînant une réduction de l'undercut (sous-gravure).

Il est évident que ces deux dernières méthodes sont destinées à la technologie des semi-conducteurs.

Pour en revenir aux solutions négatives, maintenant un peu en disgrâce, le processus part d'un système à chaîne linéaire que l'action de la lumière rend tridimensionnel par l'établissement de liaisons entre les chaînes moléculaires. C'est le phénomène de polymérisation classique en matière de photochimie.

On peut partir d'un monomère, un composé acrylique par exemple, auquel on ajoute un initiateur tel que le benzophénone. La formule d'un photorésist type est la suivante :

- Monomère (composé acrylique)
- Liant (éthylcellulose)
- Initiateur (anthraquinone)
- Colorant le cas échéant
- Produits stabilisateurs.

M.I.T. a composé une formule de ce genre appelée Isopoly Negative Resist et Kodak développe toute une série de produits KPR (Kodak Photo Resist) ainsi qu'une solution spécialement destinée à la microélectronique, la Micro Resist 747.

Pour les métaux autres que le cuivre, Kodak offre le KMER (Kodak Metal Etch Resist) pour la découpe chimique et les dépôts électrolytiques. Les graphiques de la **figure 5** montrent les sensibilités spectrales de ces produits.

Mode d'emploi des photorésists

La nature des sources lumineuses, l'épaisseur du dépôt résistant et la composition chimique du bain, gravure ou autre, déterminent le choix du type de résine à employer.

Les résisnes négatives sont utilisables avec des bains acides et basiques alors que les positives sont réservées aux bains de gravures acides et les solutions neutres de placage. Elles coûtent plus cher.

Les préparations négatives sont plus rapides que les positives qui, de plus, risquent de perdre de l'épaisseur dans le développeur lorsqu'elles y restent trop longtemps. Toutefois, les résists positifs ne sont pas sensibles à l'oxygène, seule la présence de poussières pourra provoquer des piquages. Ils ne nécessitent pas l'emploi de solvants organiques mais peuvent être « empoisonnés » par la présence d'ions métalliques.

L'insolation est réalisable sous un flux de lumière actinique dans un appareil équipé de tubes fluorescents. C'est ce type d'appareil que montre la photographie de la **figure 6**. Il insole un format de 30 x 40 cm en double face en une seule opération.

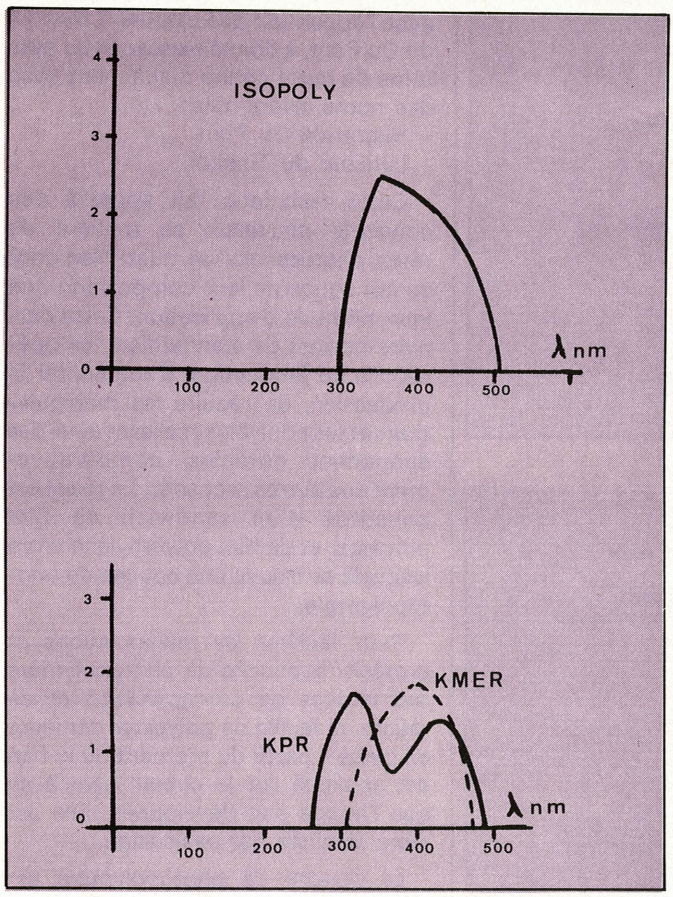


Fig. 5

(couverture des marches en technologie MOS) ;
– automatisation des opérations ;
– insolation par projection (microcircuits)
– simplification des stades de reports photo ;
– possibilité de travail depuis le tracé original, même directement sur pellicule polyester.

Le matériel d'insolation est souvent équipé d'émetteurs d'ultra violets et,

Fig. 6

Pour ce faire, on procède de la manière suivante **(fig. 7)** :
– les deux films complémentaires (F_1 et F_2) recto et verso correspondant aux deux faces de notre circuit sont placés en regard, sur les deux côtés d'un verre de même épaisseur que le copper-clad (C) ;
– on ajuste les coïncidences par les repérages des 4 angles **(fig. 9 et 10,** article du numéro 5) ;
– il faut ensuite coller avec du « scotch » les deux bords sur un morceau de copper-clad (O) et retirer la plaque de verre ;
– le copper-clad double face, sensibilisé avec une résine positive étant remis à la place de la plaque de verre, on insole dans l'appareil précité entre les deux rampes de tubes (A et B).

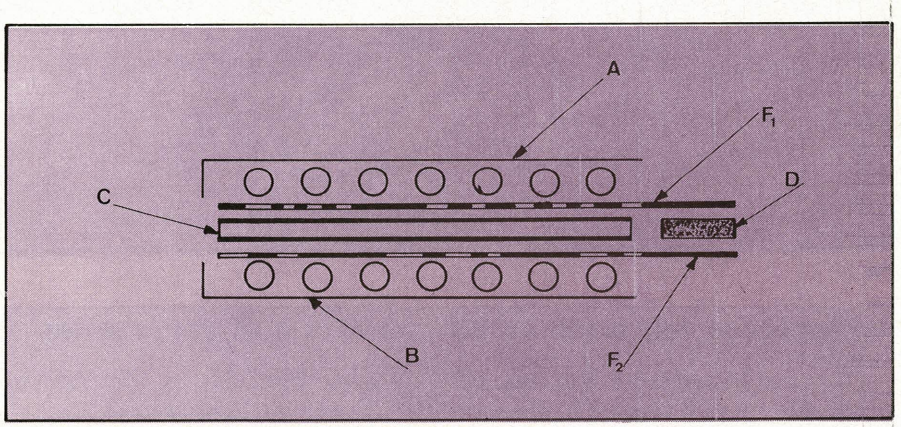


Fig. 7

L'application des solutions sensibles doit se faire aussi régulièrement que possible, selon l'une des quatre méthodes suivantes :
– par pulvérisation avec une bombe aérosol. C'est le moyen le plus simple mais le moins précis ;
– par trempé en immergeant le substrat dans une cuve étroite remplie de photorésist. On descend lentement lorsqu'il comporte des trous. A la remontée, on tient compte de la viscosité et de la température, mais plus la vitesse est lente plus la couche est mince ;
– par centrifugation. On dit aussi à la « tournette ». La vitesse est de 60 à 80 tours/minute pour les circuits imprimés et monte à 4000/6000 tours pour les opérations microélectroniques. A ces vitesses on réalise des films uniformes variables entre 0,5 et 1,2 μ pour des viscosités de 20 à 35 cps ;
– par enduction au rouleau. C'est en fait le principe du laminateur employé pour les résists secs à cette différence près que les rouleaux d'alimentation barbottent dans des cuves remplies de produit à appliquer et les transfèrent à des « blanchets » enducteurs qui tiennent la place des rouleaux de laminage.

Les avantages des émulsions positives, très nets en microélectronique, se résument à :
– réduction des géométries et accroissement de leur précision ;
– augmentation des épaisseurs de protection sans altérer la définition dans ce cas, l'énergie à mettre en œuvre est variable selon plusieurs paramètres :
– surface de la platine
– distance d'insolation
– régularité du faisceau.

En général, on utilise des lampes du type à vapeur de mercure sous haute pression dont le flux est régularisé par collimation. Le temps d'exposition varie entre 1 et 5 secondes pour les photorésists négatifs et entre 6 et 35 secondes pour les positives. Avec les actiniques, les temps sont plus longs et les aberrations deviennent plus importantes. Le collimateur dont on fait usage, surtout en traitement de microcircuits, est représenté sur la **figure 8**.

Les résists secs

Le développement des photopolymères qui s'était manifesté en 1957

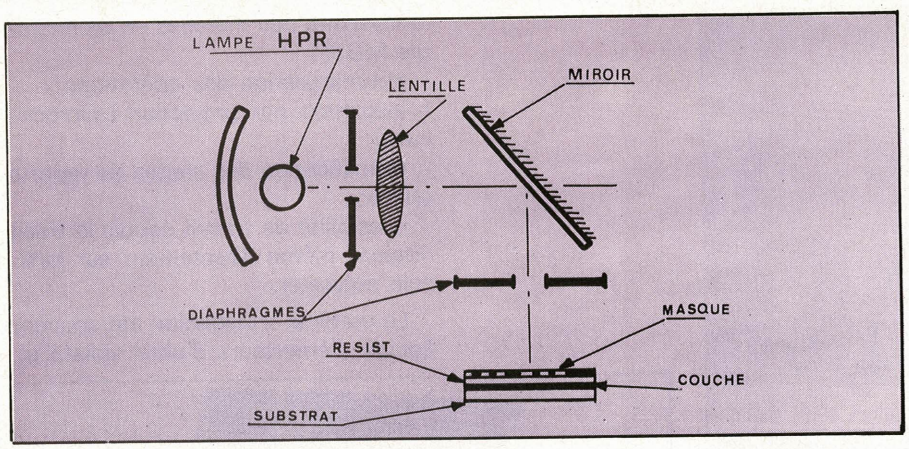


Fig. 8

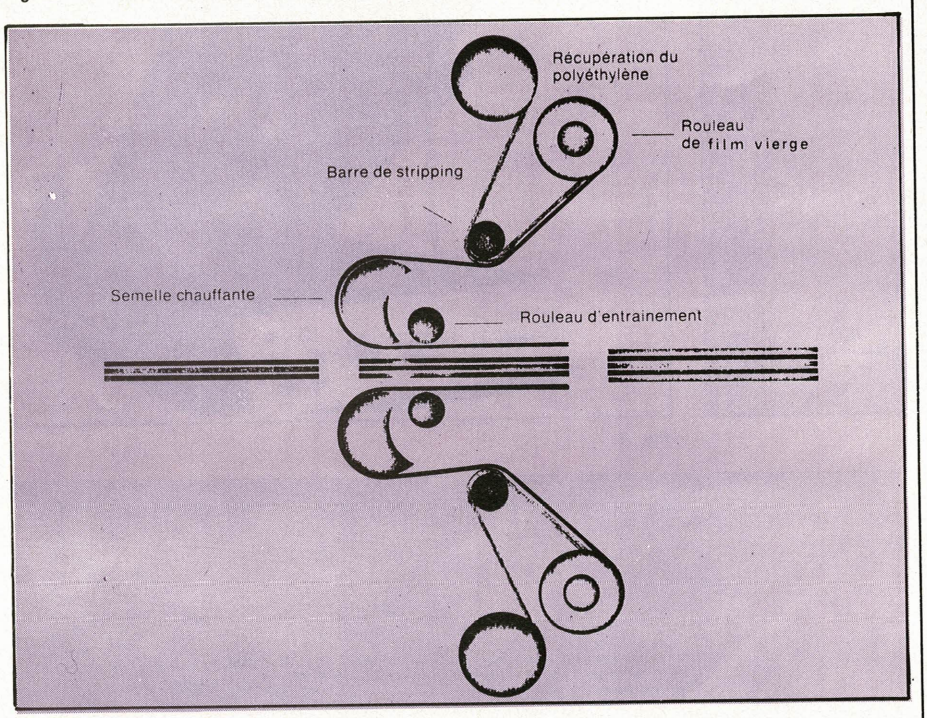


Fig. 9

Quelques fournisseurs de « resists » et accessoires

Certains fournisseurs ont déjà été cités dans le nº 5 (page 91). Nous ne mentionnons que leur nom, pour mémoire.

Encres et photoresists liquides

- **Bouzard et Fils.**
- **Colonial Printing Ink Co,** 180 East Union Av. East Rutherford N.J. 07073 USA.
- **Comatel.**
- **Europrim.**
- **GAF Corp,** 140 West 5 Street, New York NY. 10020 USA.
- **Kontact Chemie Slora,** BP 91, 18, av. de Spicheren, 57602 Forbach.
- **Kodak,** 8/14, rue Villiot, 75580 Paris.
- **Micro Image Technology,** Leigh Court, Leigh Street, High Wycombe, Buckinghamshire England.
- **P.M.D. Continentale,** 41, rue de Clignancourt, 75018 Paris.
- **Sericol,** 24 Parsons Green Lane, London SW6 4HS England.
- **Shipley S.A.,** 97, av. de Verdun, 92130 Issy-les-Moulineaux.
- **Technique Appliquée.**
- **Tripette et Renaud.**

Photoresists secs

- **Du Pont de Nemours,** av. du Pacifique, Z.A. de Courtabœuf, 91400 Orsay.
- **Europrim.**
- **Thiokol France,** Z.I. 91430 Igny.

Machines

- **Argon.**
- **Argus International,** PO Box 38, Hopewell N.J. 08525 USA.
- **B.F.I.**
- **B.M.E.**
- **Bouzard et Fils.**
- **Comatel.**
- **Europrim.**
- **Joly.**
- **Legay et Cie.**
- **Oriel Optik GMBH,** 61 Darmstadt, Mecklenburger Str. 27 RFA.
- **Thiokol France.**

avec l'apparition des plaques « Dycril » du Du Pont, a donné naissance au système de résist connu maintenant sous des noms divers, tels :

- Riston de Du Pont
- Laminar de Thiokol.

Cette technique fait appel à des concepts nouveaux en matière de résist photosensibilisé, aussi bien pour ce qui concerne leur composition que leur méthode d'application. Cette dernière permet de standardiser les opérations de fabrication, d'augmenter la production, de réduire les manipulations et les contrôles réalisant ainsi des économies notables, comparativement aux autres procédés. Le résist est constitué d'un sandwich de film polyester et de film polyéthylène entre lesquels se trouve une couche de photopolymère.

Pour faciliter les manipulations et protéger la couche de photopolymère des risques de contamination et de rayure, la feuille de polyester demeure en place à partir du moment où le film est appliqué sur le circuit jusqu'à ce que l'image soit développée. Elle est alors éliminée par pelliculage.

La couche de photopolymère est nettement plus épaisse que celle produite par les photorésists liquides et elle est uniforme. Il en résulte une gravure aux talus plus droits, une plus grande résistance et une meilleure tolérance aux défauts de surface.

Le film résist, grâce à son épaisseur, passe par dessus les trous d'interconnection réalisés dans le stratifié et en assure ainsi la protection durant les opérations de gravure. Le film exposé, déposé sur les trous, est plus facile à éliminer.

Les expositions peuvent être réalisées à travers la feuille de protection avec n'importe quelle source de lumière mais des temps plus courts peuvent être obtenus grâce à l'utilisation de lampe à vapeur de mercure. Contrairement aux résists liquides la sensibilité et le pouvoir de résolution ne sont pas tributaire de l'épaisseur du film.

Les produits chimiques de développement, du type hydrocarbure chloruré, sont utilisés à une température d'ambiance normale, sont ininflammables, ont un taux de toxicité réduit. L'élimination se fait par immersion dans un solvant pendant 20 à 30 secondes. Pour l'application des polymères photosensibles secs on utilise un appareil appelé « Laminator ». La **figure 9** en donne un schéma tiré d'une notice de Du Pont.

Notre prochain article abordera les produits et les méthodes de gravure.

P. Lemeunier

Après de nombreuses années d'hésitation et de recherches, il semble que, ce qu'il est convenu d'appeler « hybride » en matière de circuits électroniques, prend une forme qui va bientôt le rapprocher du circuit imprimé.

On fabrique du câblage par soustraction de métal. On tend de plus en plus à faire usage des méthodes additives qui, par la mise à profit des principes de traitement des surfaces, aboutissent à des réductions de coûts. Enfin, les couches épaisses, si séduisantes pour la miniaturisation, vont probablement venir compléter sur une plus grande échelle les technologies d'établissement des sous-ensembles.

Au cours d'une semaine d'études récemment organisée par l'ADERA et l'université de Bordeaux 1, les discussions ont permis de dégager un certain nombre d'arguments en faveur du développement des circuits hybrides à couches épaisses. Les disciples du professeur Aucouturier ainsi que les représentants de différentes firmes européennes (France, Belgique, Espagne, Italie, Suisse) ont confronté leurs expériences, qui rejoignent celles de l'industrie américaine, déjà fort avancée en cette matière.

Deux grands chapitres sont actuellement à l'ordre du jour et les recherches technologiques sont, sur ces points, très prometteuses. Ce sont :

– la formulation de pâtes à cuisson sous basse température
– l'adoption de substrats moins onéreux.

Les câblages et circuits hybrides

Les pâtes conductrices et résistives

La production des couches épaisses a pris le départ avec les composés alumine/ tungstène dont la cuisson exige des températures de 1000 à 3000 °C. Les verres et « cermets » sont venus prendre la place de choix qu'ils garderont encore longtemps dans certaines applications comme les hyperfréquences, mais leur cuisson demande encore des températures suceptibles d'atteindre 1000 °C. Certaines se contentent de 600 °C et même de 400 °C, comme l'a récemment indiqué Peter Bullock à la conférence de l'ISHM à Baltimore.

L'avènement des pâtes polymères va probablement remettre en question un bon nombre de fabrications en élargissant les types de produits utilisables comme substrats. Ces pâtes polymères sont élaborées à partir de composés organo-métalliques et la stabilisation ne se fait plus par cuisson mais par polymérisation. De cette particularité découle l'abaissement de la température nécessaire au traitement. Elle ne dépasse pas 200 °C, ce qui rend l'emploi possible sur les stratifiés classiques et, également, sur le polystyrène.

Methode Development Co., société US bien connue des anciens du circuit imprimé, a mis au point une série de pâtes du genre polymères, qu'elle a baptisée « P.T.F. ». La société monégasque IDEA en assure la distribution pour l'Europe de l'Ouest. La série comporte 11 types de conducteurs, un diélectrique, 18 valeurs de résistances et une colle conductrice permettent la réparation des circuits imprimés.

Dans le même type de produits on peut également citer EPO-TEK, autre société US représentée en France.

Engelhard et Electro Science Lab. offrent aussi des encres d'un autre genre à cuisson sous basse température.

A titre d'exemple, IDEA nous a communiqué quelques circuits réalisés avec P.T.F., conducteurs et résistances, sur papier « bristol ». Il s'agit, en fait, de cartes de péage automatique et de badges pour entrée dans une piscine. Ce sont des éléments consommables, réalisés à très bas prix, et basés sur la fusion d'un élément calibré lors de l'introduction dans l'appareil oblitérateur.

Les nouveaux substrats

Se situant à un autre niveau, bien que compatible avec les nouvelles pâtes, la jeune génération des substrats en tôle émaillée va, sans aucun doute, apporter un certain bouleversement dans la microélectronique.

Au colloque de Bordeaux précité, un ingénieur d'une grande firme automobile française a mis l'accent sur l'intérêt que présenteraient ces supports dans l'équipement électronique embarqué. Il est certain que le travail de la tôle dans ce genre d'industrie ne pose aucun problème et que son extension dans le domaine de l'équipement électrique n'augmenterait pas les difficultés de production.

La décomposition du prix de revient d'un circuit hybride à couche épaisse peut se matérialiser selon l'épure circulaire de la **figure 1**. Le coût du substrat atteint presque les 3/4 du total et l'économie réalisée par la substitution des encres à l'argent par des conducteurs cuivre ne se traduit, en définitive, que par un abaissement de 5 % sur le prix du circuit fini. Pourtant le prix du conducteur cuivre est très inférieur à celui du conducteur argent.

Le support en tôle d'acier émaillé présente d'abord l'avantage d'un prix très bas mais offre également des caractéristiques techniques appréciables dans certains cas. Pour n'en citer qu'un, on peut signaler que l'une des plus grandes firmes américaines de télécommunications réalise depuis deux ans environ, la plupart de ses platines (postes et armoires), sur substrat métalloplastique par la technique combinée des couches épaisses et dépôts additifs.

Le tableau ci-dessous reproduit une comparaison de prix, effectuée par EMCA, entre les substrats « porcelaine » et alumine. (en Francs)

Fig. 2

Fournisseurs de nouveaux produits pour circuits imprimés et couches épaisses

Pâtes conductrices et résistives

- **Alpha Metals,** 27, rue Léon Loiseau, 93100 Montreuil.
- **Engelhard Industries,** 48, av. Victor Hugo, 75783 Paris Cedex 16.
- **EPO-TECH,** 35 bis, rue P.-Doumer, 78140 Vélizy.
- **Idea** (Méthode Development), 3, av. St-Charles, B.P. 82, Monaco.

Substrats tôle émaillée

- **Alpha Metals** (voir ci-dessus).
- **B.F.I.,** 9, rue Ivart, 75015 Paris.

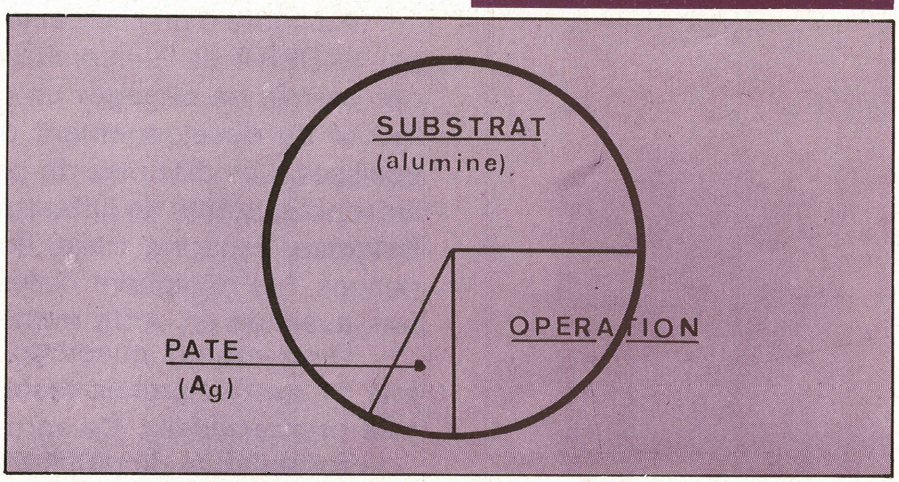


Fig. 1

Format	Acier/ Porcelaine	Alumine	Rapport
1 x 1"	0,15	0,4	x 2,67
2 x 2"	0,275	1,225	x 4,45
4 x 4"	0,6	6,95	x 11,58

Les spécialistes de EMCA ont également comparé les prix d'un circuit imprimé réalisé sur copper clad et sur tôle émaillée, ce qui a donné un rapport de prix 4,34 fois supérieur dans le premier cas.

Au point de vue technique, on peut dire tout d'abord que grâce à ce nouveau matériau la surface d'un câblage peut être considérablement augmentée. Les platines actuellement fabriquées atteignent des dimensions d'environ 60 cm et la fabrication en technologie couches épaisses peut se transposer dans les formats courants des circuits imprimés avec un coût comparable, et même inférieur.

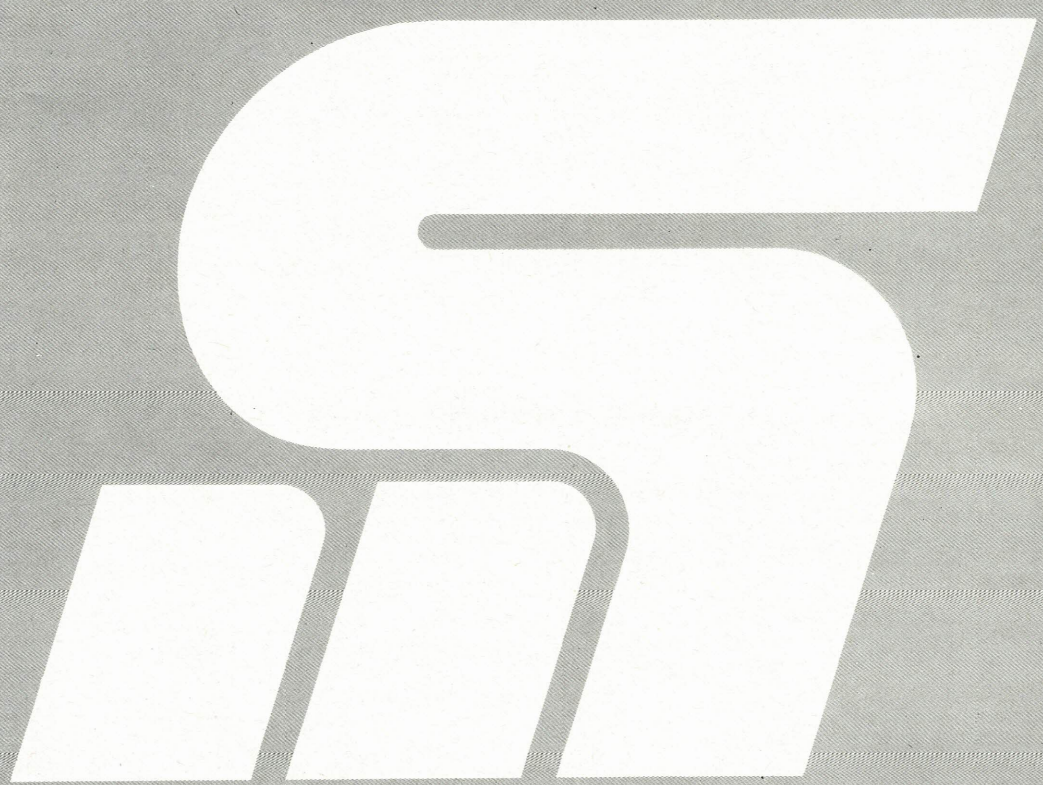
L'usinage n'engendre aucune difficulté et même dans le cas de grande série (automobile, radio, process-controls, automatismes, etc.) les préfabriqués avec PTH sont faciles à réaliser.

Alpha Metals, société anglo-américaine établie dans la région parisienne, fabrique et distribue un substrat « porcelain-steel » appelé Alphamet TM donc le cliché de la **figure 2** montre deux exemples d'applications. Les platines proposées sont dimensionnées à 30 x 45 cm.

En conclusion, on peut sans trop de risques, prévoir un second stade de l'évolution des substrats métalloémaillés lorsque les chaînes intégrées des grandes industries seront en mesure de prédécouper les plaques et les traiter à l'émail au moment même de leur découpage.

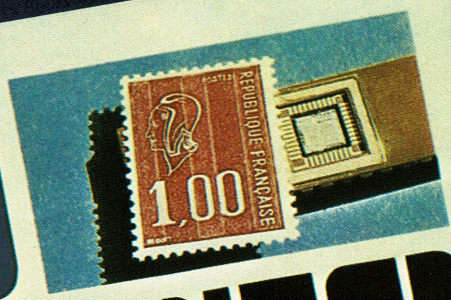
Dès lors, beaucoup d'opérations seront supprimées et le sous-ensemble électronique deviendra réellement un produit de grande consommation.

P.-L. GRENIER



NOUVEAU

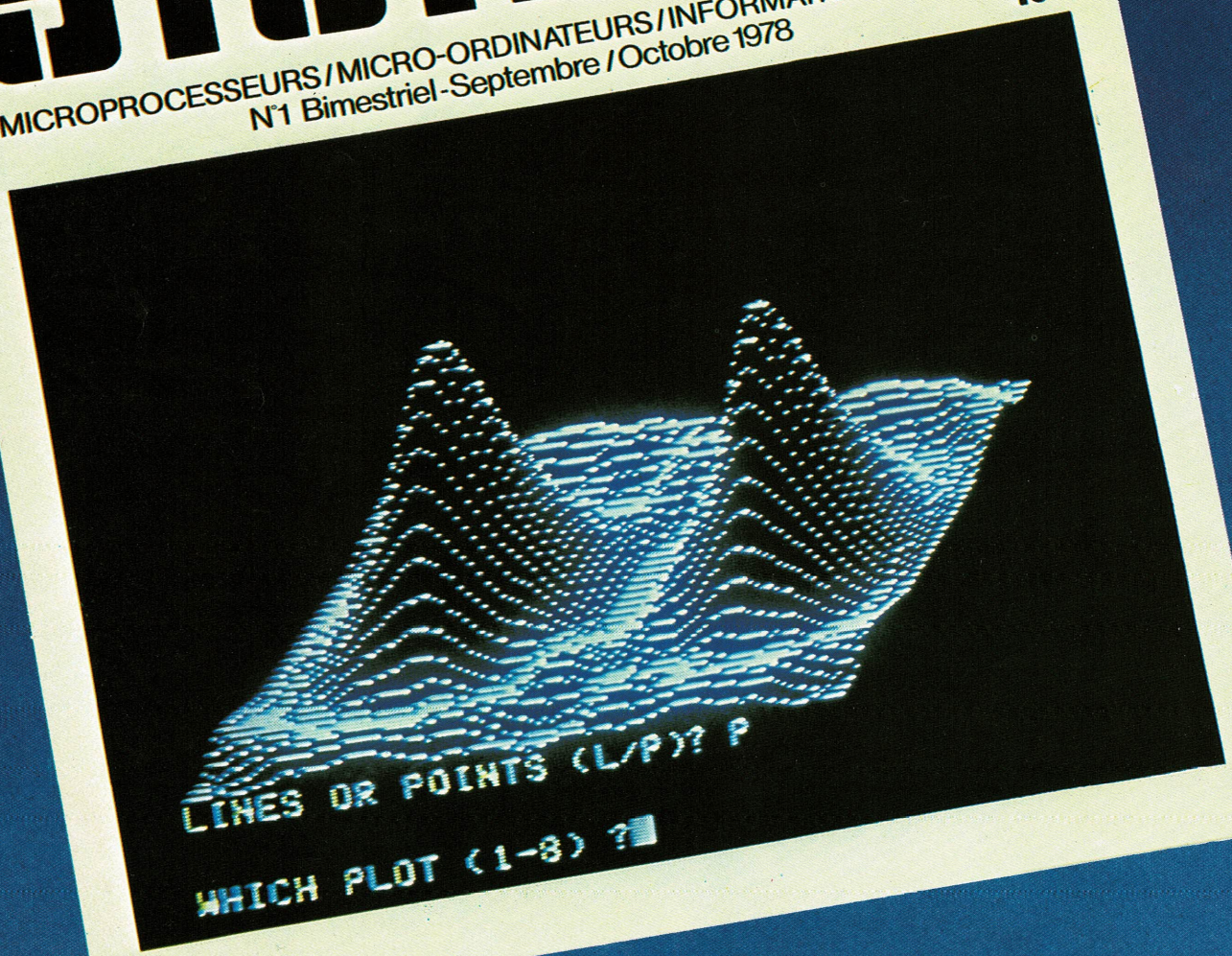
MICRO SYSTEMES



MICROPROCESSEURS / MICRO-ORDINATEURS / INFORMATIQUE APPLIQUÉE

N°1 Bimestriel - Septembre / Octobre 1978

10F



"A QUOI SERT LE PROGRÈS S'IL NE PROFITE PAS A TOUT LE MONDE ?"

Les Microprocesseurs : un incontestable progrès

MICRO-SYSTÈMES

vous aidera à maîtriser cette technique

En 1970, sous l'impulsion de M.E. Hoff, la jeune société Intel lançait la fabrication d'une logique modifiable par programme : le premier microprocesseur 4004 était né.

Depuis la presse s'est faite largement l'écho de la fantastique révolution technique que constitue le développement des microprocesseurs.

S'il est certain que chacun d'entre nous se trouve concerné par ce phénomène nouveau issu directement du progrès technologique, il ne s'agira d'un véritable progrès que dans la mesure où il sera offert à tous la possibilité d'aborder avec un minimum de connaissances ce domaine à peine exploré de l'électronique programmée.

Pour y parvenir, il ne manquait plus qu'une revue qui soit le lieu de rendez-vous de tous ceux qui, comme vous, ont décidé d'affirmer leur dynamisme en prenant une part active dans cette technique d'avant-garde.

Forts d'une longue expérience de leader dans la presse technique, nous avons décidé d'éditer pour la première fois en France une revue consacrée aux microprocesseurs, micro-ordinateurs et à l'informatique appliquée.

Carrefour entre l'électronique et l'informatique "MICRO-SYSTÈMES" est destiné à rassembler l'ensemble des amateurs et professionnels qui souhaitent accéder à la réalisation et à la programmation de leur propre micro-ordinateur, dans le cadre de leurs loisirs ou dans celui de leur entreprise.

Dans "MICRO-SYSTÈMES," ce sont les spécialistes eux-mêmes qui écrivent : qu'il s'agisse de la rubrique Initiation, Réalisations Pratiques ou Jeux sur Micro-Ordinateur..., vous trouverez pour chaque article la signature d'un nom prestigieux du monde de la micro-informatique.

MICRO SYSTEMES

15, rue de la Paix, 75002 Paris. Tél. : 296.46.97.

Le 8 Septembre Numéro 1 – Bimestriel – 10 F Septembre/Octobre 1978

DU MICROPROCESSEUR AU MICRO-ORDINATEUR

Séminaire exceptionnel 98 F TTC

PARIS – 25 NOVEMBRE 78
Maison de la Chimie - 28, rue St-Dominique - Paris 7e

A l'occasion de son lancement, la revue MICRO-SYSTÈMES organise avec la collaboration de SYBEX une journée de formation et d'information sur l'utilisation des microprocesseurs dans la conception des micro-ordinateurs à usage personnel.

I - Initiation aux microprocesseurs (9 h-12 h)

Introduction - Fonctionnement d'un microprocesseur - Composants d'un système - Les familles de microprocesseurs - Applications - Programmation d'un microprocesseur - Développement d'un produit - Aides au développement - Sélection d'un microprocesseur - Evolution et Perspectives.

II - Les micro-ordinateurs (14 h-16 h)

Définition et constitution d'un micro-ordinateur - Fonctionnement - Applications - Historique - Les périphériques - Imprimante, disque, écran, magnétophone - Les différents types de micro-ordinateurs : leur choix, leurs applications - L'avenir.

Conférencier : Rodnay Zaks : ingénieur E.C.D., Ph. D. Univ. de Berkeley

est l'auteur de plus de 30 ouvrages sur les microprocesseurs dont le dernier, « An introduction to personal and business computing », best-seller aux USA, est désormais disponible en français.

III - Débat (16 h-18 h)

— Comment choisir son micro-ordinateur à usage personnel.
— Tribune libre : les différents constructeurs et distributeurs défendront leur produit face à l'assistance (président de Session : prof. David).

IV - Exposition (entrée libre)

Durant tout le séminaire une exposition permanente présentera les principaux modèles de micro-ordinateurs en vente sur le marché français.
Liste des produits présentés : REA avec le AIM 65 / JCS avec le MK 14 et le Nascom 1 / Heathkit avec le H 8 et le H 11 / Proteus avec le Proteus III et IV / ERN avec le VIM / Euro-Computer Shop avec le SORCERER / Mato avec le TRS-80 / Sonotec avec Apple-II / PROCEP / JANAL Computer Shop / IVS, etc.

SYBEX EUROPE

EUROPE :
313, rue Lecourbe
75015 PARIS
Tél. : (1) 828.25.02
Télex : 200858

USA :
2020 Milvia St,
Berkeley, CA 94704
Tél. : (415) 848.82.33

MICRO SYSTEMES

15, rue de la Paix, 75002 Paris. Tél. : 296.46.97

COUPON D'INSCRIPTION

☐ Inscrivez-moi à la journée micro-ordinateurs
☐ Envoyez-moi tous renseignements sur les livres SYBEX
☐ Ci-joint 98 F T.T.C. à l'ordre de Micro-Systèmes

Nom _____ Profession _____
Société _____
Adresse _____
_____ Tél. _____

ENVOYEZ A : MICRO-SYSTEMES, 15, rue de la Paix 75002 Paris

EA

Etude

Dans la première partie de cette étude, nous avons examiné les problèmes relatifs à l'amplification haute-fréquence de puissance : le choix des transistors en fonction de la fréquence d'utilisation, les classes de fonctionnement, la détermination des conditions de travail et l'évaluation des performances.

Le présent article traitera des circuits de couplage à insérer entre la sortie d'un étage et son impédance de charge. Des applications numériques illustreront les procédés de calcul exposés.

Les circuits de couplage pour étages H.F. de puissance

Le rôle des circuits de couplage

1) Adaptation des impédances

On sait que la puissance utile qu'un quadripôle actif (auquel nous pouvons assimiler un transistor amplificateur) peut fournir à une impédance d'utilisation, sera maximum quand **(fig. 1)** :

– d'une part, son impédance d'entrée est adaptée à celle de la source d'excitation (un étage préamplificateur, ou un oscillateur),

– et quand, d'autre part, la charge est adaptée à l'impédance de sortie.

L'impédance d'entrée d'un étage quelconque dans une chaîne d'amplification doit donc être considérée comme étant l'impédance de charge de l'étage précédent, et son impédance de sortie fera office d'impédance de source pour l'étage suivant.

Comme nous l'avons montré dans la première partie de cette étude (formules 18 et 19), la condition d'adaptation peut s'exprimer par les deux relations suivantes :

$$X_c = -X_L \qquad (1\ a)$$
$$R_c = R_L$$

ou

$$R_G = R_{in} \qquad (1\ b)$$
$$X_G = -X_{in}$$

ceci, en considérant des réseaux série de la forme $(R + jX)$.

Une adaptation incorrecte se traduit inévitablement par :

– une réduction de la puissance utile effectivement fournie à la charge,

– des phénomènes de réflexion, donnant lieu à l'apparition d'ondes stationnaires dont l'effet peut être désastreux pour les transistors.

2) Atténuation des harmoniques

Comme les étages de puissance fonctionnent le plus souvent en classe B ou en classe C, le courant de collecteur des transistors comporte des composantes harmoniques relativement importantes.

L'idéal serait de ne trouver aux bornes du circuit sélectif d'accord que la seule composante à la fréquence porteuse désirée.

Les circuits de couplage devront donc être du type « passe bas » afin d'assurer une bonne suppression des harmoniques.

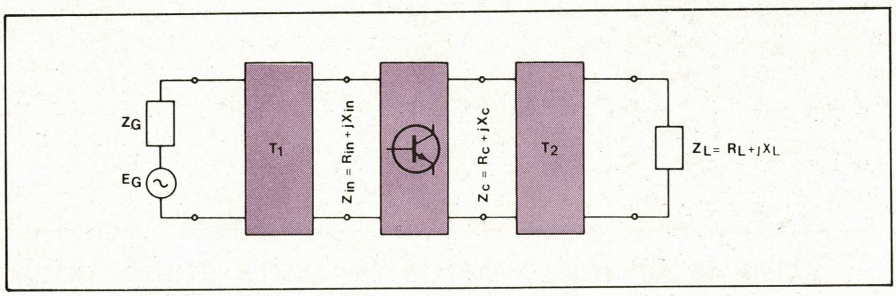


Fig. 1. – Les circuits de couplage T_1 et T_2 doivent assurer l'adaptation entre le générateur d'impédance Z_G et l'entrée Z_{in} du transistor, resp. entre la sortie Z_c du transistor et l'impédance d'utilisation Z_L.

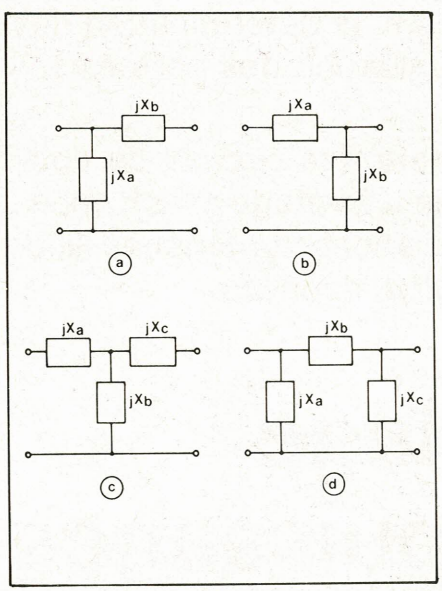


Fig. 2. – Réseaux de couplage en L (a et b), en T (c) et en Pi (d).

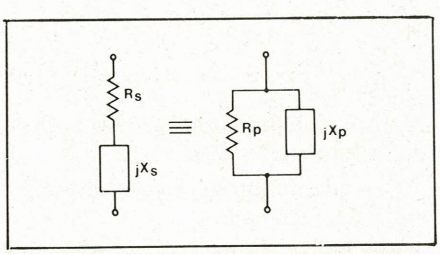


Fig. 5. – Tout circuit jX_s–R_s série peut être transformé en son équivalent parallèle jX_p // R_p, et inversement.

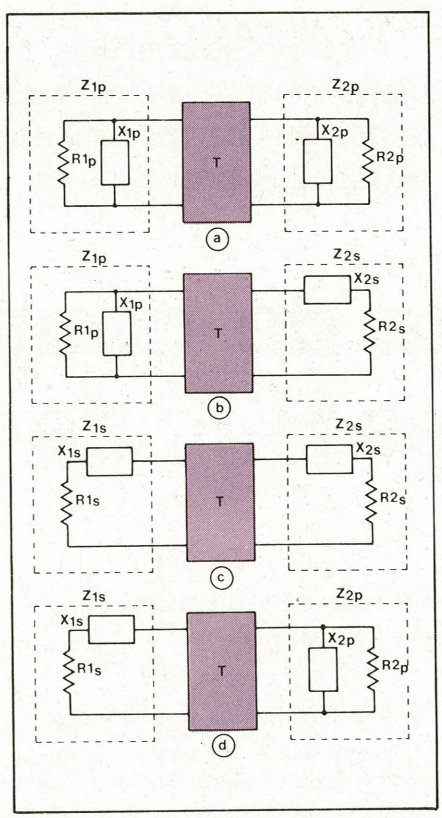


Fig. 3. – Les différentes configurations des impédances de source Z_1 et des impédances de charge Z_2 d'un circuit de couplage adaptateur d'impédance.

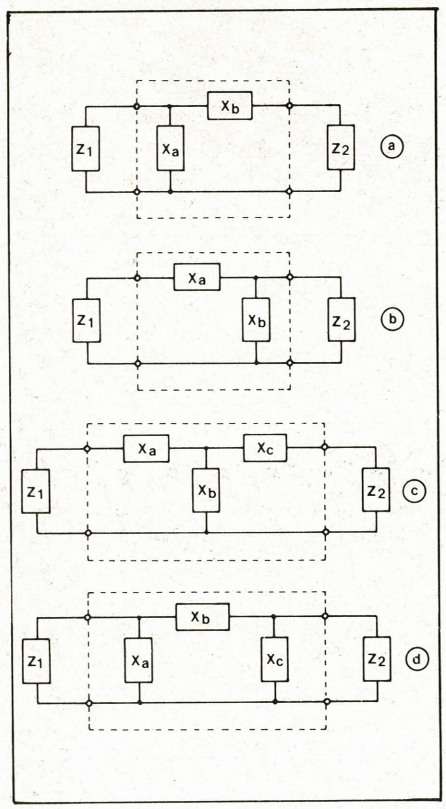


Fig. 4. – L'adaptation entre les impédances de source C_1 et Z_2 peut se faire à l'aide de circuits en L à capacité en tête (a) ou à capacité à la base (b), de circuits en T (c) ou en Pi (d).

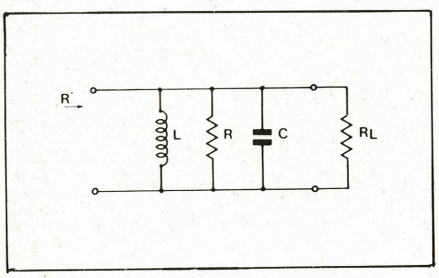


Fig. 6. – Le facteur de qualité en charge Q_L d'un circuit LCR est déterminé par la composante résistive R_L de l'impédance de charge.

Les différents circuits de couplage

Comme nous venons de le voir, un réseau d'adaptation doit :

– adapter les parties réelles (ohmiques) des impédances

– et compenser les réactances,

ce qui peut encore s'exprimer en disant que l'impédance d'utilisation doit être le conjugué complexe de l'impédance interne de source.

La configuration du circuit de couplage sera déterminée par les considérations suivantes :

– les valeurs des impédances à adapter (qui peuvent être fort différentes dans certains cas)

– la fréquence de travail

– la puissance mise en jeu.

Les réseaux d'adaptation à éléments résistifs sont évidemment à exclure, étant donné qu'ils seraient le siège d'une dissipation de puissance joule inadmissible.

Le circuit de couplage devra posséder au moins deux éléments réactifs (ajustables) afin d'assurer aussi bien l'adaptation des résistances que la compensation des réactances des circuits en présence.

1. Les réseaux en L à deux réactances

Nous pouvons distinguer deux cas :

1) Circuit en L à réactance de couplage X_b en tête **(fig. 2 a)**.

2) Circuit à réactance de couplage X_b à la base **(fig. 2 b)**.

2. Les réseaux en T et en π à trois réactances **(fig. 2 c et 2 d)**

La configuration des impédances à adapter

Les impédances Z_1 et Z_2 à adapter peuvent se présenter sous l'aspect d'un **circuit parallèle,** composé d'une résistance R_p shuntée par une réactance jX_p, ou sous la forme d'un **circuit série,** constitué d'une composante ohmique R_s en série avec une réactance jX_s.

La **figure 3** montre les différentes combinaisons possibles.

Dans la pratique, la partie réactive de Z_2 sera souvent nulle (cas d'une charge purement ohmique) dans une plage de fréquences plus ou moins grande.

D'autre part, si Z_1 constitue la charge d'un étage de puissance, cette impédance pourra être constituée par une bobine accordée sur la fréquence de travail par l'ensemble des capacités du circuit, et à cette fréquence, la charge sera alors purement ohmique.

En combinant les schémas des **figures 2 et 3,** on obtient les circuits de la **figure 4,** dans lesquels Z_1 représente chaque fois l'impédance de source et Z_2 la charge.

Le calcul de ces réseaux fera intervenir la transformation d'une ou de plusieurs branches série en circuits équivalents parallèles, ou vice versa.

La transformation série-parallèle et parallèle-série

Tout circuit comprenant une résistance R_s en série avec une réactance jX_s peut se transformer en un circuit parallèle équivalent $R_p // jX_p$.

Les circuits de la **figure 5** sont équivalents si $Z_s = Z_p$, soit encore si

$$R_s + jX_s = \frac{jR_p \cdot X_p}{R_p + jX_p}$$

En multipliant le second membre de cette égalité par le conjugué complexe du dénominateur et en identifiant les parties réelle et imaginaire, on trouve

$$R_s = R_p \cdot \frac{X^2_p}{R^2_p + X^2_p} \qquad (2)$$

et

$$X_s = X_p \cdot \frac{R^2_p}{R^2_p + X^2_p} = \frac{R_s \cdot R_p}{X_p} \qquad (3)$$

De même, le circuit parallèle R_pX_p admet le schéma équivalent série R_sX_s tel que :

$$R_p = \frac{R^2_s + X^2_s}{R_s} \qquad (4)$$

et

$$X_p = \frac{R^2_s + X^2_s}{X_s} = \frac{R_p \cdot R_s}{X_s} \qquad (5)$$

Le rendement d'un circuit de couplage

Considérons un circuit LCR **(fig. 6)** qui présente à sa fréquence de résonance une impédance purement ohmique R.

Un tel circuit parallèle pourra toujours se transformer en un circuit série équivalent.

Le circuit LCR se trouve shunté par la résistance de charge R_L, ce qui réduit la résistance totale à la résonance à une valeur R' telle que

$$R' = \frac{R \cdot R_L}{R + R_L}$$

Pour une tension alternative de valeur efficace U, ce circuit sera le siège d'une puissance dissipée totale :

$$P_{tot} = \frac{U^2}{R'}$$

et la puissance utile dans la charge R_L sera :

$$P_L = \frac{U^2}{R_L}$$

Le rendement du circuit

$$\eta = \frac{P_L}{P_{tot}} = \frac{R'}{R_L} = \frac{R}{R + R_L} \qquad (6)$$

Appelons Q_o le facteur de qualité propre du circuit LCR, soit :

$$Q_o = \frac{R}{\omega_o \cdot L} \qquad (7)$$

Le facteur de qualité Q'_L du circuit en charge s'exprime par la relation :

$$Q'_L = \frac{R'}{\omega_o \cdot L} \qquad (8)$$

en remarquant que $R_L = \frac{RR'}{R - R'}$

et en introduisant les valeurs de R et de R' tirées des relations (7) et (8) dans l'expression (6), on trouve :

$$\eta = \frac{Q_o - Q'_L}{Q_o} = 1 - \frac{Q'_L}{Q_o} \qquad (9)$$

Remarquons aussi que si $R \geqslant R_L$, on peut pratiquement remplacer Q'_L par :

$$Q_L = \frac{R_L}{\omega_o \cdot L}$$

d'où

$$\eta = 1 - \frac{Q_L}{Q_o} \qquad (10)$$

Un bon rendement exige donc le choix d'un facteur de qualité Q_L en charge petit par rapport à Q_o. Une faible valeur de Q_L diminuera cependant la sélectivité du circuit, et donc aussi l'atténuation des harmoniques.

Comme nous le verrons plus loin, la valeur de Q_L sera généralement comprise entre 5 et 15.

Méthode générale de calcul des réseaux d'adaptation

Quelle que soit la configuration initiale des impédances à adapter et du circuit de couplage, le principe du calcul sera toujours le même :

– ou bien, on transforme le réseau en un circuit qui ne comprend plus que des éléments résistifs et réactifs **en série,** ou bien,

– on transforme le réseau en un circuit qui ne comprend plus que des éléments réactifs et résistifs **en parallèle.**

Pour la configuration **en série (fig. 7 a)** la condition d'adaptation s'écrit :

$$R_{1s} = R_{2s}$$

et

$$jX_s = j(X_{1s} + X_{2s} + ...) = 0$$

(Les réactances X_s, X_{1s}, X_{2s}, etc., étant prises avec leur signe propre : positif pour une inductance ($j\omega L$), négatif pour une réactance capacitive ($-j/\omega C$).

Pour la configuration **en parallèle (fig. 7 b)** la condition d'adaptation devient :

$$R_{1p} = R_{2p}$$

et

$$\Sigma \frac{1}{jX_p} = \left(\frac{1}{jX_{1p}} + \frac{1}{jX_{2p}} + ... \right) = 0$$

1. Les circuits de couplage en L

a) Couplage par réactance (capacitive) en tête (fig. 8)

Il s'agit par exemple d'adapter une antenne d'émission d'impédance $Z_2 = R_2 + jX_2$ à un transistor HF de sortie, qui doit travailler avec une charge de collecteur

$$R_{1p} = R_c = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2_{CE}}{P_s}$$

L'inductance L est accordée sur la fréquence de travail par la capacité résultante en parallèle (dans laquelle interviennent également les réactances X_a, X_b et X_2).

Le circuit est amorti par la résistance d'utilisation R_2 de telle manière que sa résistance résultante, vue à la résonance, depuis les bornes d'entrée (= collecteur) constitue la charge optimale du transistor ($R_{1p} = R_c$).

Transformons la branche série $(X_b + X_2) + R_2$ en un circuit équivalent parallèle, en appliquant les formules (4) et (5).

On trouve :

$$R_{2p} = \frac{R^2_2 + (X_b + X_2)^2}{R_2} \qquad (11)$$

et

$$X_{2p} = \frac{R^2_2 + (X_b + X_2)^2}{X_b + X_2} \qquad (12)$$

L'adaptation sera réalisée si $R_{1p} = R_{2p}$ et si de plus les réactances ($X_{as} // X_{2p}$) accordent l'inductance X_L sur la fréquence de travail.

En égalant R_{2p} (éq. 11) à R_{1p} et en résolvant par rapport à X_b, on trouve

$$X_b = -X_2 \pm R_2 \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2} - 1}$$

On notera déjà que ce réseau de couplage ne convient que si $R_{1p} > R_2$.

Si la réactance X_2 de la charge est nulle, la valeur de la réactance de couplage en tête X_b devient

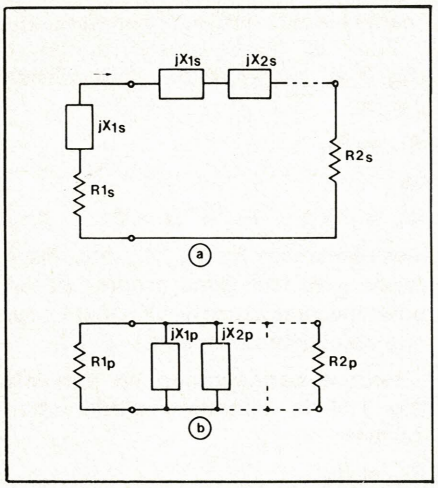


Fig. 7. – Le réseau de couplage peut être, soit transformé en un circuit équivalent à éléments en série (a), soit en un circuit parallèle (b).

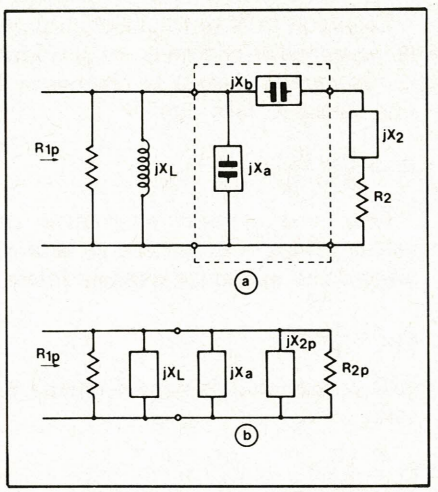


Fig. 8. – Le circuit de couplage par réactance en tête (a), transformé en réseau parallèle équivalent (b).

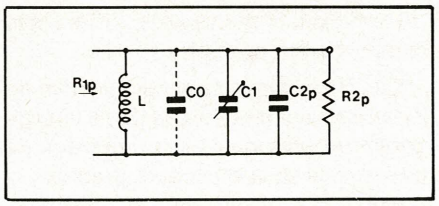


Fig. 9. – La capacité de sortie C_o du transistor intervient dans l'accord du circuit collecteur.

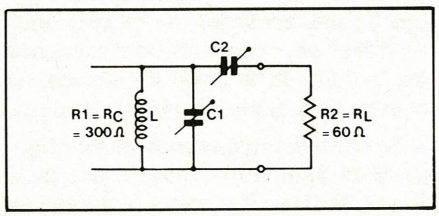


Fig. 10. – Exemple numérique : adaptation d'une charge ohmique de 60 Ω à la sortie d'un transistor exigeant une résistance de collecteur de 300 Ω.

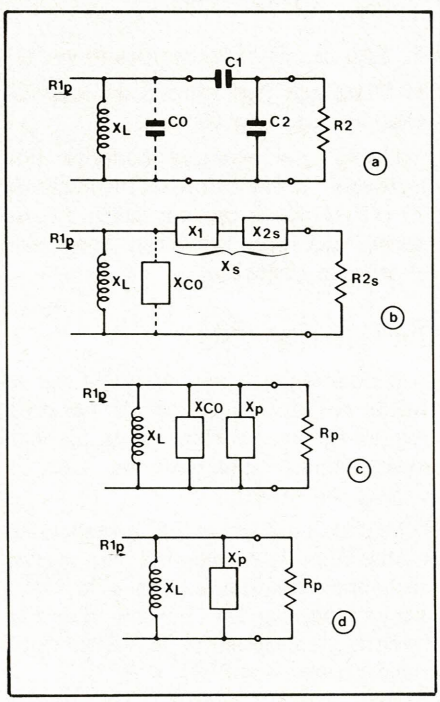


Fig. 11. – Le réseau de couplage à capacité à la base (a) et ses transformations successives (b, c, d) conduisant à un circuit équivalent parallèle.

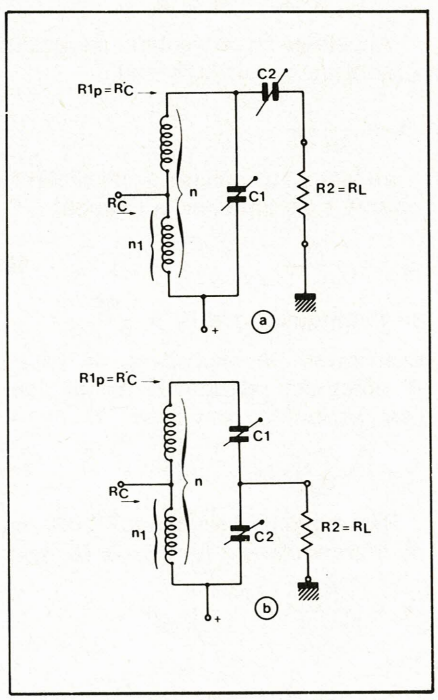


Fig. 12. – Couplage à prise inductive, combiné avec les réseaux en L à capacité en tête (a) et à capacité à la base (b).

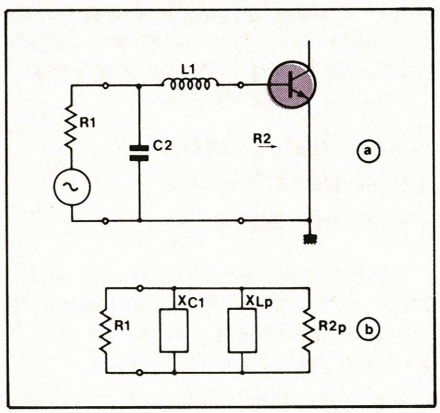


Fig. 13. – Le circuit de couplage par inductance (a) et son équivalent parallèle (b).

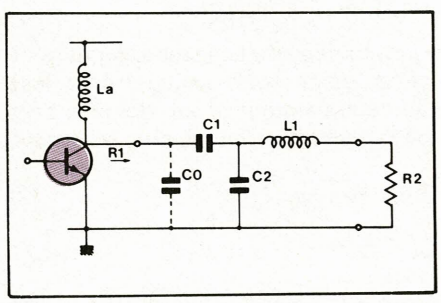


Fig. 16. – Cas du transistor dont le collecteur est alimenté via une bobine d'arrêt L_a.

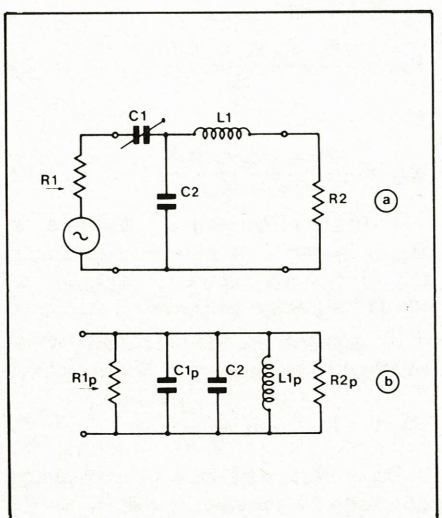


Fig. 14. – Un réseau en T à capacité en tête (a) et son équivalent parallèle (b).

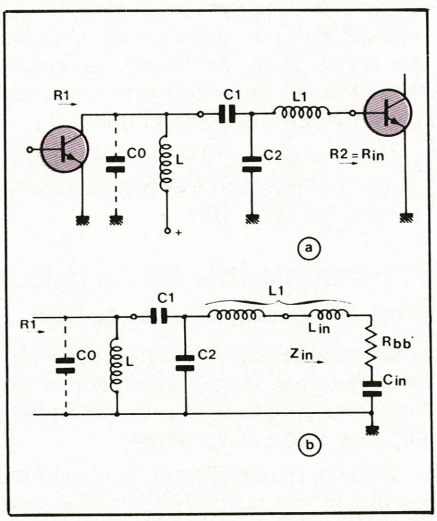


Fig. 15. – Le circuit d'adaptation en T entre le collecteur d'un transistor préamplificateur et l'entrée d'un étage de puissance (a), montrant l'influence de l'inductance d'entrée de ce dernier (b).

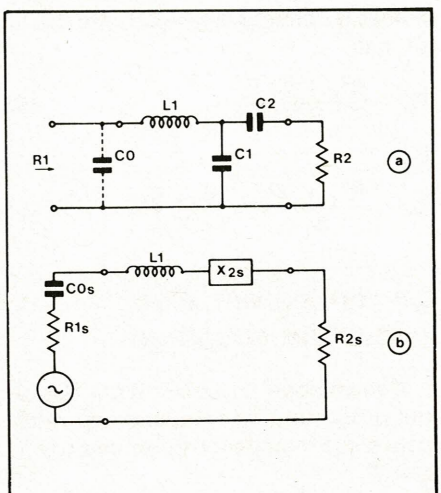


Fig. 17. – Réseau de couplage en T à inductance en tête (a) et son équivalent série (b).

$$X_b = - R_2 \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2} - 1} \qquad (13)$$

avec

$$X_b = \frac{-1}{\omega C_2}$$

La capacité totale du circuit comprend la capacité de sortie C_o du transistor, la capacité d'accord C_1 (qui sera constituée par la réactance X_a) et celle, C_{2p}, qui correspond à la réactance parallèle X_{2p}, équivalente à la réactance série $(X_b + X_2)$, soit donc **(fig. 9)** :

$$C = C_o + C_1 + C_{2p}$$

En introduisant dans (12) la valeur X_b donnée par (13) on trouve :

$$X_{2p} = \frac{R_{1p}}{\sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2} - 1}} = R_2 \cdot \frac{R_{1p}}{X_b} \qquad (14)$$

Le facteur de qualité en charge Q_L du circuit LC s'exprime par

$$Q_L = \frac{R_{1p}}{\omega L} = \frac{R_{1p}}{X_L} \qquad (15)$$

d'où encore

$$X_L = \frac{R_{1p}}{Q_L} \qquad (16)$$

La condition de résonance

$$\frac{1}{X_L} = \frac{Q_L}{R_{1p}} = -\left(\frac{1}{X_a} + \frac{1}{X_{2p}}\right)$$

permet de trouver l'expression de X_a ; on trouve finalement, en admettant $X_2 = 0$:

$$X_a = \frac{R_{1p}}{Q_L} \cdot \frac{1}{1 - \frac{X_b}{Q_L \cdot R_2}} = X_L \cdot \frac{1}{1 - \frac{X_b}{Q_L \cdot R_2}} \qquad (17)$$

Notons qu'il faudra encore réaliser la condition

$$Q_L > \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2} - 1} \qquad (18)$$

Exemple :
Soit $R_2 = R_L = 60\ \Omega$;
$R_{1p} = R_c = 300\ \Omega$
(fig. 10) ;
f = 40 MHz. Imposons-nous un facteur de qualité en charge $Q_L = 10$

$$\text{donc} > \sqrt{\frac{300}{60} - 1}$$

$$X_L = \frac{R_c}{Q_L} = \frac{300}{10} = 30\ \Omega$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = 0{,}12\ \mu H$$

$$X_b = X_{C2} = 60 \sqrt{\frac{300}{60} - 1} = 120\ \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega \cdot X_{C2}} = 33\ pF$$

$$X_a = X_{C1} = \frac{30}{1 - \frac{120}{10 \cdot 60}} = 37{,}5\ \Omega$$

soit $C_1 = 106$ pF

b) Couplage par capacité à la base (fig. 11)

C'est le circuit de la **figure 4 b**, avec

$X_a = X_{C1} = 1/\omega C_1$
et $X_b = X_{C2} = 1/\omega C_2$

La transformation du circuit parallèle R_2C_2 en un circuit série équivalent donne (voir éq. 2 et 3) :

$$R_{2s} = R_2 \cdot \frac{X^2_{C2}}{R^2_2 + X^2_{C2}}$$

et

$$X_{2s} = X_{C2} \cdot \frac{R^2_2}{R^2_2 + X^2_{C2}}$$

Après transformations successives (passage du circuit série $(X_{C1} + X_{2s})$ et R_{2s} à son équivalent parallèle $X_p // R_p$ on arrive au schéma de la **figure 11 c** avec :

$$R_p = \frac{R^2_{2s} + (X_1 + X_{2s})^2}{R_{2s}}$$

et

$$X_p = \frac{R^2_{2s} + (X_1 + X_{2s})^2}{X_1 + X_{2s}}$$

Remarquons que $X_p = 1/\omega C_p$ en parallèle avec $X_{CO} = 1/\omega C_o$, d'où le schéma équivalent final de la **figure 11 d**, dans lequel

$$X'_p = \frac{1}{\omega (C_p + C_o)}$$

La condition d'adaptation sera donc :

$R_{1p} = R_p$

et

$X'_p = X_L$

Avec $Q_L = R_{1p}/X_L$ on trouve les relations suivantes

$$X_2 = \frac{R_2}{\sqrt{\left[\frac{R_2}{R_{1p}}(1 + Q^2_L) - 1\right]}} \qquad (19)$$

et

$$X_1 = \frac{R_2 \left(Q_L - \frac{R_2}{X_2}\right)}{1 + \left(\frac{R_2}{X_2}\right)^2} = \frac{R_{1p} \cdot Q_L}{Q^2_L + 1}\left(1 - \frac{R_2}{X_2 \cdot Q_L}\right)$$

avec la condition supplémentaire

$$Q_L = \frac{R_{1p}}{X_L} > \sqrt{\frac{R_{1p}}{R_2}} \qquad (21)$$

Exemple : mêmes données que ci-dessus, soit :
$R_2 = 60\ \Omega$;
$R_{1p} = 300\ \Omega$;
f = 40 MHz.

Avec $Q_L = 10$, les relations (21), (19) et (20) donnent :

$$X_L = \frac{300}{10} = 30\ \Omega$$

soit encore $L = 0{,}12\ \mu H$

$$X_2 = \frac{60}{\sqrt{\frac{60}{300} \cdot (101) - 1}} = 13{,}7\ \Omega$$

d'où $C_2 = 290$ pF

$$X_1 = \frac{60\left(10 - \frac{60}{13{,}7}\right)}{1 + \left(\frac{60}{13{,}7}\right)^2} = 16{,}67\ \Omega$$

soit $C_1 = 238$ pF

En s'imposant un facteur de surtension en charge de 5 (au lieu de 10), on trouve $L = 0{,}24\ \mu H$, $C_2 = 135{,}6$ pF et $C_1 = 116{,}7$ pF, donc, des capacités plus petites.

L'atténuation des harmoniques sera toutefois moins bonne.

Remarquons en passant que le circuit de couplage de la **figure 11** donnera de toute manière une meilleure réjection des fréquences harmoniques que celui de la **figure 10.**

c) Couplage à prise inductive (fig. 12)

La résistance interne de sortie du transistor, ainsi que la capacité de sortie de ce dernier agissent sur le circuit d'accord de collecteur.

Pour réduire cette influence, on peut relier le collecteur à une prise du bobinage, de manière à constituer un autotransformateur élévateur d'impédance du collecteur vers le circuit.

La charge de collecteur R_c sera alors « vue » par le circuit résonant comme présentant une valeur :

$$R'_c = \left(\frac{n}{n_1}\right)^2 \cdot R_c = m^2 \cdot R_c \qquad (22)$$

Dans ce cas, il y a lieu de remplacer R_{1p} dans les relations (14) et (21) par la valeur :

$$R_{1p} = m^2 \cdot R_c = R'_c \qquad (22)$$

Signalons aussi que le procédé de la prise inductive réduit également la variation de la bande passante du circuit de sortie en fonction des variations de la capacité de sortie du transistor (qui est en effet variable avec le niveau d'excitation de l'étage).

Les **figures 12 a et 12 b** se rapportent respectivement aux circuits de couplage à capacité en tête et à capacité à la base.

Pour assurer une réjection suffisante des harmoniques, le nombre de spires n_1 entre le collecteur et le point commun (masse en haute fréquence) doit être suffisamment grand.

Aux fréquences très élevées, la bobine ne comporte que quelques spires, et il devient quasi impossible de prédéterminer l'endroit de la prise avec la précision voulue (par ailleurs, le coefficient de couplage entre spires devient médiocre à ces fréquences). Seule une mise au point expérimentale fastidieuse permet dans ce cas de réaliser une adaptation à peine satisfaisante.

Le domaine d'application des circuits de couplage en L que nous venons d'étudier est limité aux étages à faible puissance, fonctionnant à des

fréquences ne dépassant pas une centaine de MHz.

On leur préfèrera le plus souvent les réseaux de couplage qui seront examinés plus loin.

d) Couplage par inductance (fig. 13)

Ce montage est intéressant lorsqu'il s'agit de réaliser l'adaptation entre un générateur (de résistance interne de sortie R_1) et un transistor préamplificateur dont l'impédance d'entrée R_2 est du même ordre de grandeur que R_1, tout en étant supérieure à cette dernière.

Il suffit encore de substituer à la branche série L_1R_2 le circuit équivalent parallèle $X_{Lp} - R_{2p}$ et d'égaler R_1 à R_{2p} et X_C à X_{Lp}. On obtient alors les relations suivantes :

$$X_{C1} = R_1 \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1 - R_2}} \quad (23)$$

et

$$X_{L1} = R_2 \cdot \sqrt{\frac{R_1 - R_2}{R_2}} \quad (24)$$

On notera que la condition $R_1 > R_2$ doit être réalisée.

2. Les circuits de couplage en T

a) Réseau de couplage à capacité en tête (fig. 14)

Dans le schéma de principe de la **figure 4 c**, X_a et X_b seront des réactances capacitives tandis que X_c sera une inductance.

On voit ainsi apparaître un circuit résonant série.

On transforme la branche série L_1R_2 en une branche parallèle équivalente $L_{1p}R_{2p}$.

De même, le circuit série R_1C_1 sera remplacé par son équivalent parallèle $R_{1p}C_{1p}$ et les conditions d'adaptation s'écrivent alors sous la forme

$R_{1p} = R_{2p}$

et

$\omega^2 \cdot L_{1p} (C_{1p} + C_2) = 1$

D'autre part

$$Q_L = \frac{\omega \cdot L_{tot}}{R_2} \quad (25)$$

avec

$L_{tot} = L_1 + L_{in}$

L_{in} étant l'inductance d'entrée du transistor dont R_2 représente la composante ohmique de l'impédance d'entrée.

En appliquant les formules de transformation classiques, on trouve finalement les relations suivantes :

$$X_{C1} = R_1 \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1 + Q^2_L) - 1} \quad (26)$$

$$X_{C2} = R_2 \cdot \frac{1 + Q^2_L}{Q_L - \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1 + Q^2_L) - 1}} \quad (27)$$

$$= R_2 \frac{1 + Q^2_L}{Q_L - \frac{X_{C1}}{R_1}} \quad (27')$$

$$X_{L1} = R_2 \cdot Q_L - X_{Lin} \quad (28)$$

A noter que ce circuit devra encore avoir un coefficient de qualité en charge

$$Q_L > \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1} \quad (29)$$

avec $R_1 > R_2$, afin d'obtenir des valeurs positives et réelles pour C_1 et pour C_2.

Le choix de Q_L devra réaliser un compromis entre les valeurs de C_1 et de C_2, la sélectivité du circuit de couplage, et les pertes du circuit.

Une valeur de Q_L réduite conduit à des valeurs relativement grandes pour les capacités C_1 et C_2, tandis que les pertes seront faibles.

Particulièrement aux fréquences élevées, il convient d'utiliser des condensateurs dont la technologie assure un faible facteur de pertes.

Exemple numérique : résistance de source $R_1 = 300\ \Omega$; résistance d'entrée d'un transistor $R_2 = 20\ \Omega$.

La condition (29) conduit à choisir :

$$Q_L > \sqrt{\frac{300}{20} - 1} = 3{,}74,$$

soit $Q_L = 5$

d'où :

$$X_{C1} = 300 \sqrt{\frac{20}{300} \cdot 26 - 1} = 257\ \Omega$$

$$X_{C2} = 20 \frac{26}{5 - \frac{257}{300}} = 125{,}5\ \Omega$$

et $X_L = 20 \cdot 5 = 100\ \Omega$

Avec $Q_L = 10$, on aurait trouvé :
$X_{C1} = 718{,}3\ \Omega$;
$X_{C2} = 265{,}6\ \Omega$;
$X_L = 200\ \Omega$.

Remarque : dans la pratique, la résistance de source R_1 sera souvent constituée par la charge de collecteur de l'étage précédent, ce qui conduit au schéma de la **figure 15**.

Dans ce montage, le collecteur du transistor préamplificateur est chargé par le circuit résonant L-C_0-C_1-C_2.

Le circuit de base du transistor suivant constitue avec les éléments $C_2L_1R_2$ un circuit résonant série.

Les éléments se calculent alors par les formules suivantes :

$$X_L = \frac{R_1}{Q_L} \quad (30)$$

$$X_{L1} = \frac{R_2 \left(\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} - 1 \right)}{Q_L (1 - a)} \quad (31)$$

$$X_{C1} = X_L \frac{1 - \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{1 - a} \quad (32)$$

$$X_{C2} = X_L \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{1 - a} \quad (33)$$

avec

$$a = \frac{R_1}{Q_L \cdot X_{C0}} \quad (34)$$

Avec les valeurs de l'exemple ci-dessus, et en admettant que la capacité parasite totale $C_0 = 20$ pF, donnant à 40 MHz une valeur $X_{C0} = 1/\omega \cdot C_0 = 199\ \Omega$, on trouve, avec $Q_L = 5$:

$$a = \frac{300}{5 \times 199} = 0{,}3$$

$X_L = 60\ \Omega$; $X_{L1} = 16{,}41\ \Omega$;
$X_{C1} = 63{,}58\ \Omega$; $X_{c2} = 22{,}1\ \Omega$.

Si le collecteur du transistor préamplificateur est alimenté via une bobine d'arrêt haute fréquence (L_a), le circuit prend l'aspect de la **figure 16**.

Avec $\omega \cdot L_a \gg R_1$, et en admettant que l'impédance d'entrée du transistor suivant est purement ohmique (R_2) on peut alors calculer les éléments du réseau par les formules suivantes, avec :

$$Q_L = \frac{X_{L1}}{R_2} \quad (35)$$

$$X_{C1} = X_{C0} \sqrt{\frac{(Q^2_L + 1) R_2}{R_1} - 1} \quad (36)$$

$$X_{C2} = \frac{R_2 (Q^2_L + 1)}{Q_L} \cdot \frac{1}{1 - \sqrt{\frac{R_1 \cdot R_2 (Q^2_L + 1)}{X^2_{C0} \cdot Q^2_L}}} \quad (37)$$

Avec $X_{C0} = 199\ \Omega$ à 40 MHz, $R_1 = 300\ \Omega$ et $R_2 = 20\ \Omega$, on trouve alors avec $Q_L = 5$:
$X_{L1} = 100\ \Omega$;
$X_{C1} = 170\ \Omega$;
$X_{C2} = 172{,}45\ \Omega$.

b) Réseau de couplage à inductance en tête

Le circuit de la **figure 17** convient lorsque $R_1 < R_2$.

On transforme encore le circuit parallèle R_1C_0 en son équivalent série R_{1s}, X_{0s} avec :

$$R_{1s} = \frac{R_1}{1 + \left(\frac{R_1}{X_0}\right)^2} \quad (38)$$

et

$$X_{0s} = \frac{R_{1s} \cdot R_1}{X_0} \quad (39)$$

Après transformation de la branche parallèle X_{C1} ($X_{C2} + R_2$), en son équivalent série, on identifie R_{1s} à R_{2s} et l'on exprime encore la condition de résonance $X_{L1} = X_{0s} + X_{2s}$. En introduisant le facteur de qualité en charge Q_L, on trouve les expressions suivantes pour le calcul des éléments du circuit :

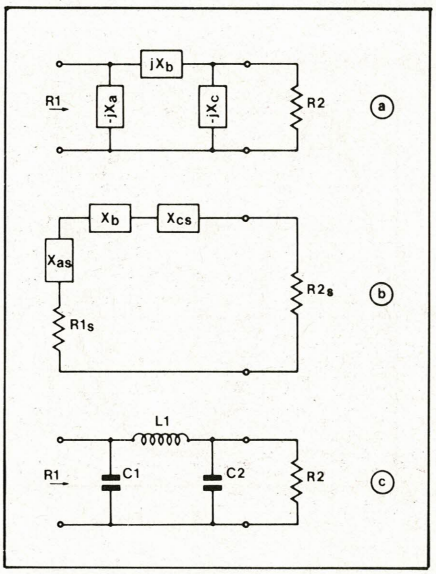


Fig. 18. – Le circuit de couplage en Pi (a), sa transformation en réseau équivalent série (b) et sa réalisation pratique en configuration « filtre Collins » (c).

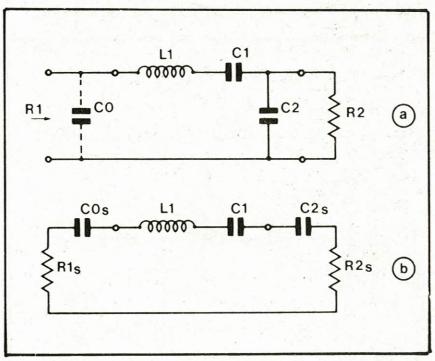


Fig. 19. – Réseau en Pi hybride à branche série résonante (a) et son équivalent série (b).

$$X_{L1} = Q_L \cdot R_{1s} + X_{0s} = R_{1s} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{Q_L \cdot X_0}\right) \cdot Q_L \quad (40)$$

$$X_{C2} = a \cdot R_2 \quad (41)$$

$$X_{C1} = \frac{R}{Q_L - a} \quad (42)$$

avec

$$a = \sqrt{\frac{R}{R_2} - 1} \quad (43)$$

et

$$R = R_{1s}(1 + Q^2_L) \quad (44)$$

La valeur de Q_L doit être telle que :

$$Q_L > \sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1} \quad (45)$$

Exemple :
$R_2 = 60\ \Omega$;
$R_1 = 20\ \Omega$;
$C_0 = 20$ pF
($X_0 = 200\ \Omega$ à 40 MHz)
Avec : $Q_L = 10$,
on trouve :
$X_{0s} = 2\ \Omega$;
$R_{1s} = 20\ \Omega$;
$X_{L1} = 202\ \Omega$;
$R = 2020\ \Omega$;
$a = 5{,}71\ \Omega$;
$X_{C2} = 343\ \Omega$;
$X_{C1} = 471{,}46\ \Omega$.

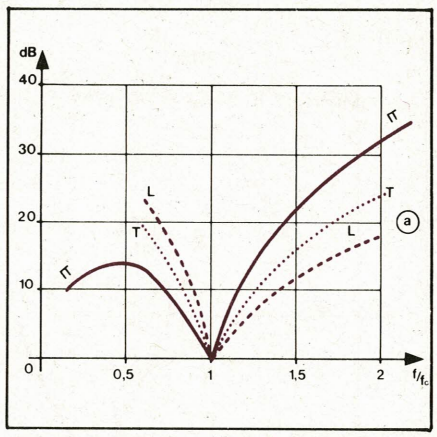


Fig. 20 a. – Allure générale de la variation de la réjection des harmoniques en fonction de la fréquence normalisée, pour les réseaux en T, en L et en Pi.

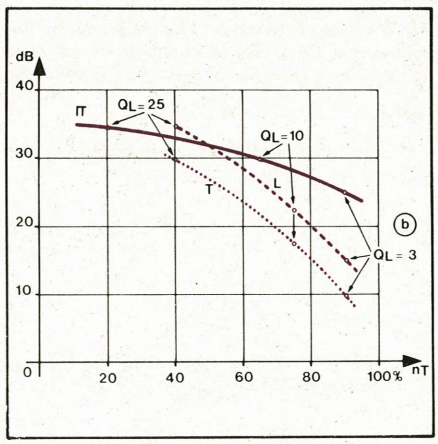


Fig. 20 b. – Réjection de l'harmonique 2 en fonction du rendement de transmission pour les réseaux en T, en L et en Pi.

Avec : $Q_L = 5$,
on trouve :
$X_{L1} = 102\ \Omega$;
$R = 520\ \Omega$;
$a = 2{,}7688\ \Omega$;
$X_{C2} = 166\ \Omega$;
$X_{C1} = 233\ \Omega$.

3. Les circuits de couplage en π (fig. 18)

Considérons le circuit général de la **figure 4 d.**

On transforme d'abord la branche parallèle $R_1 - X_a$ en un circuit série équivalent $R_{1s} - X_{as}$, en appliquant systématiquement les formules (2) à (5).

De même, on transforme le circuit parallèle X_cR_2 en son équivalent série $X_{cs} - R_{2s}$.

L'adaptation sera encore réalisée si $R_{1s} = R_{2s}$ et si, de plus, la somme algébrique des réactances $X_{as} + X_b + X_{cs} = 0$.

Ceci implique donc qu'au moins une des réactances devra être inductive, l(es) autre(s) étant capacitive(s).

Dans sa réalisation pratique, le réseau en π peut prendre différentes configurations.

a) Le filtre Collins (fig. 18 c)

Dans ce circuit, X_a et X_c sont des réactances capacitives et X_b est une inductance.

En effectuant les calculs selon le procédé général exposé ci-dessus, on trouve les résultats suivants pour $R_1 > R_2$:

$$X_{C1} = \frac{R_1 + \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{2\,Q_L} \quad (46)$$

$$X_{C2} = \frac{R_2 + \sqrt{R_1 \cdot R_2}}{2\,Q_L} \quad (47)$$

$$X_{L1} = \frac{R_1 + R_2 + 2\sqrt{R_1 \cdot R_2}}{2\,Q_L} \quad (48)$$

Dans ce cas, on peut en principe choisir librement la valeur de Q_L. Dans la pratique cependant, il ne fauda pas dépasser des valeurs de Q_L de 7 à 10 au maximum.

Si $R_2 > R_1$, il convient de permuter les indices 1 et 2 dans les formules (46) et (47). Le circuit peut en effet être considéré comme un transformateur d'impédance réversible.

b) Réseau en π hybride à branche série résonante (fig. 19)

Ici encore, C_0 est la capacité de sortie totale du transistor.

Le même raisonnement que ci-dessus conduit aux relations suivantes avec :

$$X_{C0} = \frac{1}{\omega \cdot C_0}$$

$$R_{1s} = \frac{R_1}{1 + \left(\frac{R_1}{X_{C0}}\right)^2}$$

$$X_{C1} = R_{1s} \cdot \left(Q_L - \frac{R_1}{X_{C0}} - \sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1}\right) \quad (51)$$

$$X_{C2} = \frac{R_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1}} \quad (52)$$

$$X_{L1} = Q_L \cdot R_{1s} \quad (53)$$

Une valeur réelle et positive de X_{C1} impose les conditions :

$$Q_L > \frac{R_1}{X_{C0}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1} \quad (54)$$

et

$$\frac{R_2}{R_{1s}} > 1$$

soit encore :

$$\frac{R_2}{R_1}\left[1 + \left(\frac{R_1}{X_{C0}}\right)^2\right] > 1 \quad (55)$$

cette dernière condition étant également nécessaire pour assurer une valeur réelle à X_{C2}.

La capacité C_0 étant accordée sur la fréquence de travail à l'aide d'une inductance L dans la ligne de collecteur, on détermine la valeur de cette dernière par la relation :

$$X_L = \frac{X_{C1} \cdot X_{C0}}{(Q_L \cdot R_1) + X_{C0}} \quad (56)$$

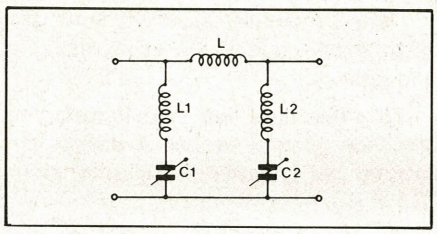


Fig. 21. – En accordant les circuits L_1C_1 et C_2L_2 resp. sur les harmoniques 2 et 3 on peut réaliser une meilleure suppression des harmoniques.

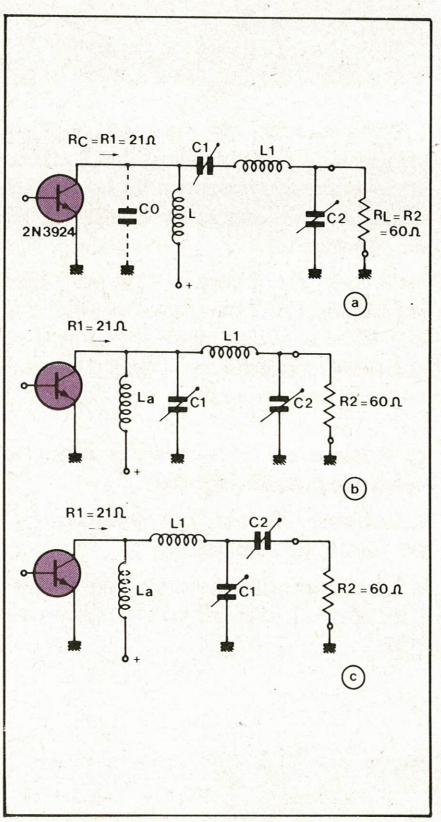


Fig. 23. – Couplage étage de sortie - antenne, pour émetteur 40,68 MHz, par
a) circuit hybride à branche série résonante,
b) filtre Collins,
c) réseau en T à inductance en tête.

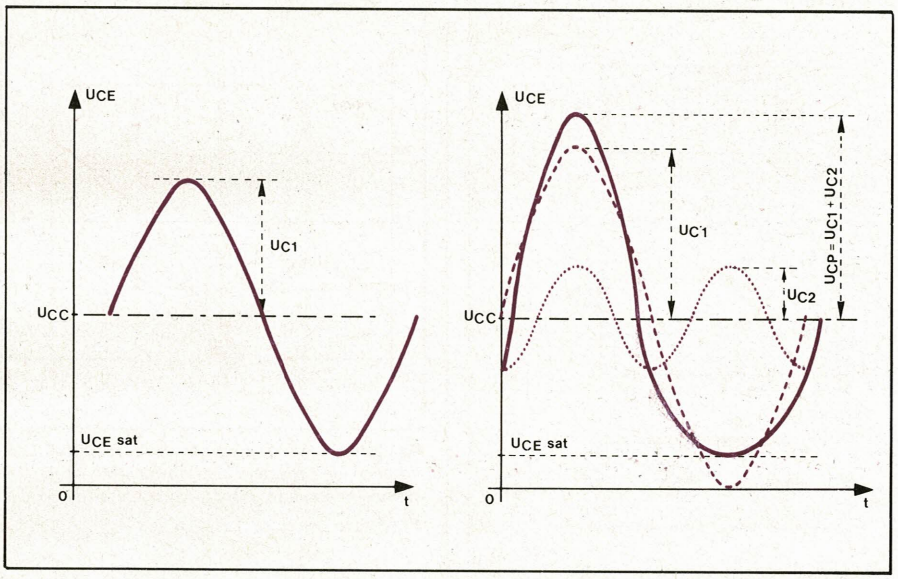


Fig. 22 a. – En l'absence d'une composante harmonique deux, l'excursion de la tension de collecteur est limitée par la tension de saturation du transistor.

Fig. 22 b. – Une composante d'harmonique 2 avec un déphasage à l'origine de 90° permet d'augmenter l'amplitude de la fondamentale ($U'_{c1} > U_{c1}$) sans que la tension résultante de collecteur ne tombe en-dessous de la tension de saturation.

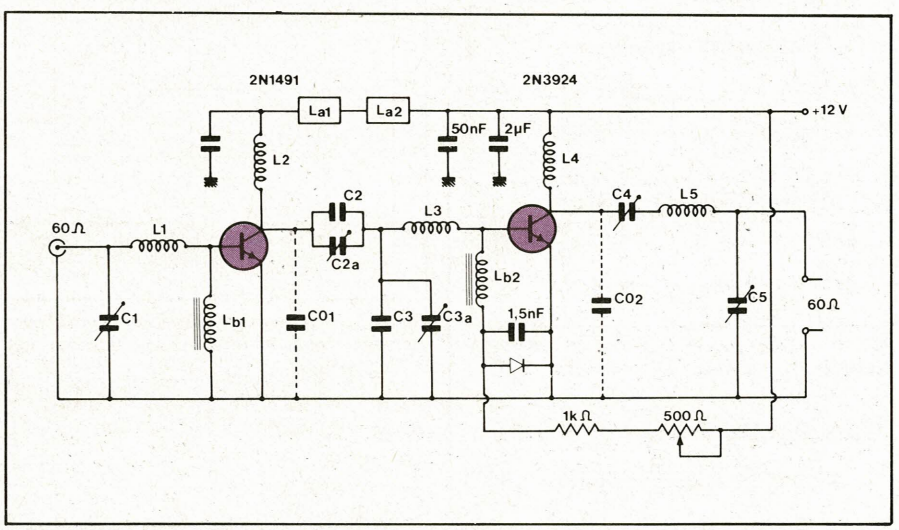


Fig. 25. – Schéma de principe de l'émetteur 40,68 MHz – 3 W.

Nous avons rassemblé dans un **tableau** les schémas des circuits de couplage les plus courants, accompagnés des formules pour le calcul de leurs éléments constitutifs.

Performances comparées et critères de choix d'un réseau de couplage

1. Atténuation des harmoniques

Comme nous l'avons déjà mentionné, le choix d'un réseau de couplage sera toujours un compromis entre la réjection des harmoniques, et le transfert de puissance à rendement optimal.

De plus, les considérations de prix, d'encombrement et de facilité de réalisation et de mise au point sont aussi des éléments qui interviennent dans le choix.

Les courbes de la **figure 20 a** donnent l'évolution générale de la réjection de l'harmonique 2 en fonction de la fréquence d'accord normalisée.

La **figure 20 b** montre encore le taux de réjection de l'harmonique 2 en fonction du rendement de transmission pour les réseaux en T, en L et en π, avec le facteur de surtension en charge Q_L comme paramètre.

Ces courbes n'ont d'autre but que de donner une allure générale permettant de tirer des conclusions qualitatives.

Nous voyons que le filtre Collins (réseau en π) donne les meilleures performances, tant au point de vue de l'atténuation des harmoniques qu'en ce qui concerne le rendement de transmission.

Le couplage en L à capacité en tête donne les résultats les moins favorables sur harmonique 2, mais il assure une réjection plus grande sur la demi-fréquence de travail. Ce mode de couplage pourra donc se justifier dans le cas d'un étage multiplicateur de fréquence.

Si l'on désire réaliser une très forte réjection des harmoniques 2 et 3, on peut adopter un réseau en π modifié, dans lequel les branches capacitives parallèles sont accordées à l'aide d'inductances, respectivement sur 2 f et sur 3 f **(fig. 21)**.

2. Critères de choix

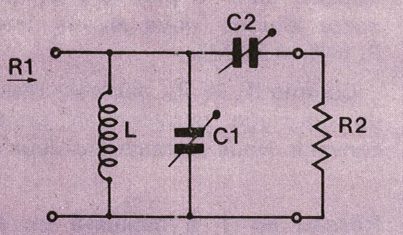
Tant pour le couplage à l'entrée que pour le couplage entre la sortie d'un étage et sa charge, plusieurs configurations de circuits sont possibles. Le choix optimal sera régi par les considérations suivantes :

– Les valeurs des impédances à adapter, Z_1 et Z_2 qui peuvent être tantôt du même ordre de grandeur, tantôt fort différentes.

Certains circuits conviennent uniquement si $R_1 > R_2$; d'autres ne peuvent être appliqués que si la condition inverse est vérifiée.

Le tableau ci-après reprend les formules pratiques pour le calcul des réseaux de couplage les plus utilisés.

Tableau

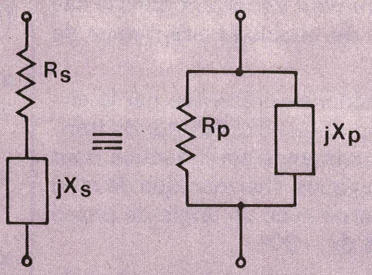


$$X_L = \frac{R1}{Q_L}$$

$$X_{C2} = R2\sqrt{\frac{R1}{R2} - 1}$$

$$X_{C1} = \frac{X_L}{1 - \frac{X_{C2}}{Q_L . R2}}$$

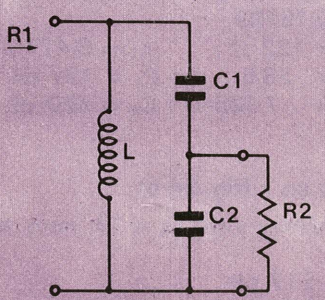
$$R1 > R2 \; ; \; Q_L > \sqrt{\frac{R1}{R2} - 1}$$



$$R_s = R_p \frac{1}{1 + \left(\frac{R_p}{X_p}\right)^2} \; ; \; R_p = R_s\left(1 + \left(\frac{X_s}{R_s}\right)^2\right)$$

$$X_s = X_p \frac{1}{1 + \left(\frac{X_p}{R_p}\right)^2} = \frac{R_s . R_p}{X_p}$$

$$X_p = X_s\left(1 + \left(\frac{R_s}{X_s}\right)^2\right) = \frac{R_p . R_s}{X_s}$$

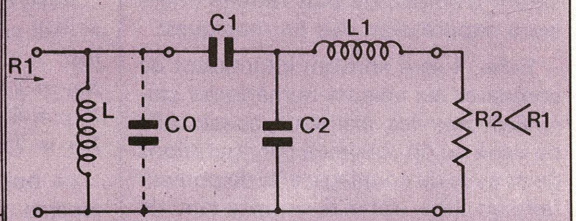


$$X_L = \frac{R1}{Q_L}$$

$$X_{C2} = \frac{R2}{\sqrt{\frac{R2}{R1}(1 + Q_L^2) - 1}}$$

$$X_{C1} = \frac{R1 . Q_L}{Q_L^2 + 1}\left(1 - \frac{R2}{X_{C2} . Q_L}\right)$$

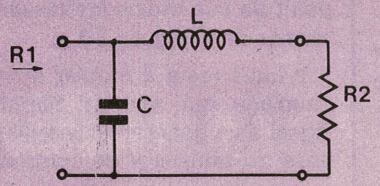
$$R1 > R2 \; ; \; Q_L > \sqrt{\frac{R1}{R2}}$$



$$X_L = \frac{R1}{Q_L} \qquad a = \frac{R1}{Q_L . X_{C0}}$$

$$X_{C1} = X_L \frac{1 - \sqrt{\frac{R2}{R1}}}{1 - a} \; ; \; Q_L > \sqrt{\frac{R1}{R2} - 1}$$

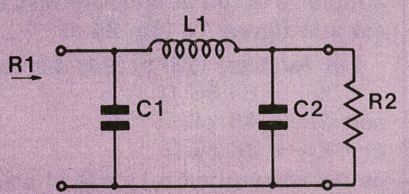
$$X_{C2} = X_L \frac{\sqrt{R2/R1}}{1 - a}$$



$$X_C = R1\sqrt{\frac{R2}{R1 - R2}}$$

$$X_L = R2\sqrt{\frac{R1 - R2}{R2}}$$

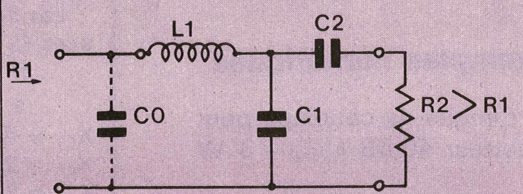
$$R1 > R2$$



$$X_{C1} = \frac{R1 + \sqrt{R1\,R2}}{2Q_L}$$

$$X_{C2} = \frac{R2 + \sqrt{R1\,R2}}{2Q_L}$$

$$X_{L1} = \frac{R1 + R2 + 2\sqrt{R1\,R2}}{2Q_L}$$

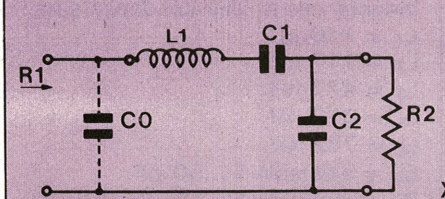


$$R1_S = \frac{R1}{1 + (R1/X_{C0})^2}$$

$$X_{L1} = R1_S\left(1 + \frac{R1}{Q_L . X_{C0}}\right) Q_L$$

$$X_{C1} = \frac{R}{Q_L - a} \qquad X_{C2} = a . R2$$

$$a = \sqrt{\frac{R}{R2} - 1} \qquad R = R1_S\,(1 + Q_L^2)$$



$$R1_S = \frac{R1}{1 + (R1/X_{C0})^2}$$

$$X_{L1} = Q_L . R1_S$$

$$X_{C1} = R1_S\left(Q_L - \frac{R1}{X_{C0}} - \sqrt{\frac{R2}{R1_S} - 1}\right)$$

$$Q_L > \frac{R1}{X_{C0}} + \sqrt{\frac{R2}{R1_S} - 1}$$

$$X_{C2} = \frac{R2}{\sqrt{\frac{R2}{R1_S} - 1}}$$

– Une bonne atténuation des harmoniques ne pourra être obtenue que si le réseau de couplage a les caractéristiques d'un filtre passe-bas. Ceci sera particulièrement important dans le cas du circuit de couplage adaptateur de sortie.

– Si l'impédance présentée par le circuit d'adaptation au collecteur du transistor de puissance est inductive pour les harmoniques, l'harmonique de rang 2 se présente avec un angle de phase à l'origine de – 90°.

Comme le montrent les courbes de la **figure 22**, ceci permet d'augmenter l'amplitude de la fondamentale au-dessus de la limite ($U_{CC} - U_{CEsat}$).

Il en résultera évidemment un rendement de collecteur accru.

– Par contre, si l'impédance présentée au collecteur est capacitive aux fréquences supérieures à la fréquence de travail, les composantes de la tension de collecteur à la fréquence double seront d'amplitude plus réduite (meilleure suppression des harmoniques).

– Enfin, il sera souvent intéressant de comparer les valeurs numériques calculées pour les éléments constitutifs de deux ou de plusieurs configurations de circuits de couplage, afin de pouvoir faire un choix optimal, compte tenu de l'encombrement (et du coût) des composants (condensateurs ajustables en particulier).

C'est ce que nous nous efforcerons de faire ci-après en déterminant les circuits de couplage pour les amplificateurs qui ont fait l'objet des calculs numériques à la fin de la première partie de notre étude « Amplification haute fréquence de puissance » (Electronique Applications n° 6).

Le tableau ci-après reprend les formules pratiques pour le calcul des réseaux de couplage les plus utilisés.

Exemples numériques

1. Circuits de couplage pour émetteur 40,68 MHz – 3 W

a) Couplage étage de sortie - antenne

Nous supposerons que l'antenne d'émission présente une résistance de rayonnement purement ohmique, reliée à l'émetteur via un câble adapté d'impédance caractéristique $R_L = R_2 = 60\ \Omega$.

La résistance de charge R_c du transistor de sortie ($R_c = R_1 = 21\ \Omega$) étant inférieure à R_L, il convient d'adopter un des circuits de couplage étudiés ci-dessus, admettant $R_1 > R_2$.

Nous examinerons les différents cas afin de pouvoir comparer les résultats.

Réseau hybride à branche série résonante

Le schéma de principe de la **figure 19** est concrétisé à la **figure 23 a.**

La capacité totale de collecteur C_0 est compensée par l'inductance d'accord parallèle L.

Pour le transistor 2N3924, nous pouvons estimer C_0 à 20 pF, soit, à la fréquence de travail :

$$X_{C0} = \frac{10^6}{2\ \pi\ .\ 40{,}68\ .\ 20} = 195{,}6\ \Omega$$

Les relations (50) à (56) permettent de trouver les valeurs suivantes :
$R_{1s} = 20\ \Omega$.

Avec $Q_L = 10$:
$X_{C1} = 169{,}65\ \Omega$; $C_1 = 23$ pF
$X_{C2} = 42{,}42\ \Omega$; $C_2 = 92$ pF
$X_{L1} = 200\ \Omega$; $L_1 = 782$ nH
$X_L = 81{,}81\ \Omega$; $L = 0{,}32\ \mu$H

Filtre Collins (fig. 23 b)

Avec $Q_L = 10$ les formules (46), (47) et (48) conduisent aux valeurs suivantes :
$X_{C1} = 2{,}82\ \Omega$; $C_1 = 1{,}39$ nF
$X_{C2} = 4{,}77\ \Omega$; $C_2 = 820$ pF
$X_{L1} = 7{,}6\ \Omega$; $L_1 = 29$ nH

La bobine d'arrêt L_a via laquelle la tension d'alimentation est appliquée au collecteur doit présenter un coefficient de self-induction de l'ordre de $10\ .\ L_1$, soit $L_a = 0{,}3\ \mu$H.

On notera que le filtre en π conduit à des valeurs de capacités beaucoup plus importantes que le circuit de couplage précédent.

Réseau en T à inductance en tête (fig. 23 c)

En adoptant la même valeur de C_0 qu'au cas de la **figure 23 a**, nous aurons encore $X_{C0} = 196{,}6\ \Omega$ d'où $R_{1s} = 20\ \Omega$.

Les formules (40) à (44) donnent, avec $Q_L = 10$:
$R = 2020\ \Omega$;
$a = 5{,}71\ \Omega$; $X_{0s} = 2{,}14\ \Omega$
$X_{C1} = 471{,}46\ \Omega$; $C_1 = 8{,}2$ pF
$X_{C2} = 256{,}8\ \Omega$; $C_2 = 15$ pF
$X_{L1} = 202{,}147\ \Omega$; $L_1 = 0{,}79\ \mu$H.

La bobine d'arrêt aura un coefficient de self-induction L_a tel qu'elle présente une inductance $\omega\ .\ L_a \gg R_c$, soit, dans le cas présent, une valeur L_a de l'ordre de 1 μH.

Le montage de la **figure 23 a** assurant une plus grande atténuation des harmoniques (filtre passe-bas), c'est celui que nous préconisons dans le cas présent.

b) Couplage entre le transistor de commande et l'étage de sortie

Nous admettrons que le transistor de sortie présente à 40,68 MHz une impédance d'entrée de 12 Ω **(fig. 24 a).**

La charge de l'étage « driver » a été calculée dans la première partie de notre étude ; nous avons trouvé $R_c = R_1 = 300\ \Omega$.

Comme $R_1 > R_2$, plusieurs réseaux de couplage peuvent en principe convenir. Nous examinerons deux cas.

Réseau en T à capacité en tête (fig. 24 a)

En adoptant encore $Q_L = 10$ et $X_{C0} = 190\ \Omega$ on trouve, à l'aide des relations (30) à (34) :
$X_L = 30\ \Omega$; $L = 0{,}117\ \mu$H
$a = 0{,}15789$
$X_{L1} = 122\ \Omega$; $L_1 = 0{,}477\ \mu$H
$X_{C1} = 28{,}5\ \Omega$; $C_1 = 137$ pF
$X_{C2} = 7{,}125\ \Omega$; $C_2 = 550$ pF

Filtre en π (fig. 24 b)

Toujours avec $Q_L = 10$, nous trouvons :
$C_1 = 217$ pF
$C_2 = 1{,}086$ nF
$L_1 = 84{,}5$ nH

Dans ce cas, il faut une bobine d'arrêt L_a dont l'impédance $\omega\ .\ L_a$ soit de l'ordre de 2000 à 3000 Ω à la fréquence de travail, soit $L_a = 10\ \mu$H.

Ici encore, le filtre Collins est à tout point de vue moins intéressant que le réseau de la **figure 24 a.**

Il nous reste à étudier le circuit de couplage qui permet d'appliquer le signal d'un générateur (oscillateur) à la base du transistor de commande.

Le transistor 2N1491 présente à 40 MHz une impédance d'entrée de l'ordre de 40 Ω. En supposant que le signal d'entrée provient d'un générateur d'impédance 60 Ω, nous pouvons adopter le circuit de couplage en L étudié à la **figure 13 (fig. 24 c).**

Les formules (23) et (24) donnent :
$X_{C1} = 84{,}85\ \Omega$
soit $C_1 = 46$ pF
et $X_{L1} = 28{,}28\ \Omega$
ce qui correspond à $L_1 = 0{,}11\ \mu$H.

La **figure 25** donne le schéma complet de l'émetteur 40,68 MHz-3 W. Le tableau ci-après donne les valeurs des inductances et des condensateurs :
$L_1 = 110$ nH
$L_2 = 117$ nH
$L_3 = 477$ nH
$L_4 = 320$ nH
$L_5 = 782$ nH
C_4 = ajustable 5... 50 pF
C_1 = ajustable 50 pF
$C_2 = 100$ pF céramique
C_{2a} = ajustable 50 pF
$C_3 = 390$ pF céramique
C_{3a} = ajustable 220 pF
C_5 = ajustable 30... 150 pF

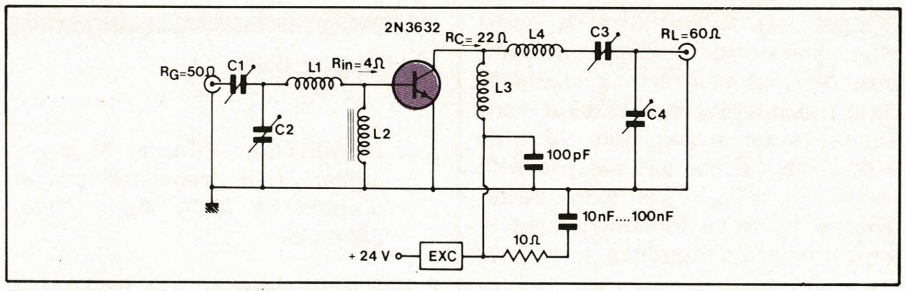


Fig. 26. – Schéma de principe de l'amplificateur de sortie 12 W – 150 MHz.

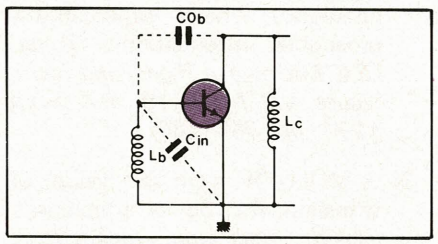


Fig. 27. – Les inductances de collecteur et de base peuvent former avec les capacités du circuit, un oscillateur du type Hartley.

– On notera la présence des bobines d'arrêt L_{b1} et L_{b2} entre base et émetteur des transistors.

L_{b2} peut éventuellement être remplacée par une résistance de 15 à 20 Ω, qui introduirait toutefois un certain amortissement.

– L_{a1} et L_{a2} sont des bobines d'arrêt constituées par des perles de ferrite, assurant un découplage convenable entre les lignes d'alimentation des deux transistors.

2. Amplificateur de sortie 12 W – 150 MHz

Les conditions de travail du transistor (2N3632) ont été déterminées dans la première partie de notre étude, soit :

$R_{in} = 4\ \Omega$ et $R_C = 22\ \Omega$

Nous adoptons le schéma définitif de la **figure 26.**

a) Couplage générateur - transistor

($R_G = 50\ \Omega$; $R_{in} = 4\ \Omega$)

Nous appliquons le circuit en T, comprenant les éléments C_1, C_2 et L_1. La formule (29) nous permet de déterminer la condition relative au facteur de qualité en charge du circuit, soit :

$$Q_L > \sqrt{\frac{50}{4}} \quad 1 = 3{,}4$$

Afin de pouvoir utiliser des condensateurs ajustables peu encombrants (faible capacité), adoptons $Q_L = 10$.

Formule (26) :

$$X_{C1} = 50 \sqrt{\frac{4 \cdot 101}{50}} - 1 = 133\ \Omega$$

d'où

C_1 = 7,9 pF, soit un ajustable 2... 22 pF.

Formule (27') :

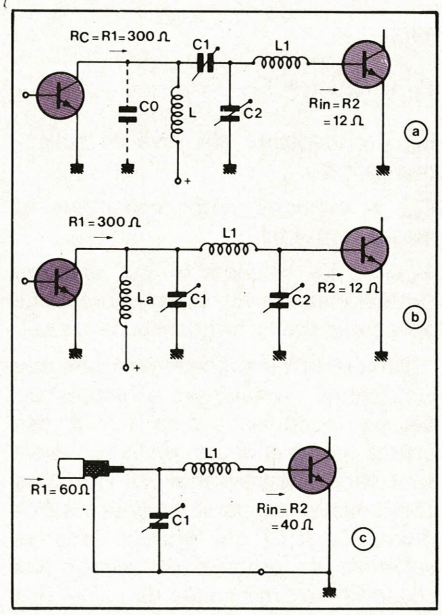


Fig. 24. – Couplage transistor de commande – étage de sortie
a) par réseau en T à capacité en tête,
b) par filtre Collins,
c) circuit en L à inductance en tête, réalisant le couplage adapté entre le générateur et l'entrée du transistor de commande.

$$X_{C2} = \frac{4 \cdot 101}{10 - \frac{133}{50}} = 55\ \Omega$$

d'où

C_2 = 19,22 pF (ajustable 5... 33 pF).

L'inductance d'entrée totale du transistor peut être estimée à environ deux fois celle de l'émetteur, soit $L_{in} = 5$ nH d'où

$X_{Lin} = \omega \cdot L_{in} = 4{,}71\ \Omega$

Formule (28) :

$X_{L1} = (4 \cdot 10) - 4{,}71 = 25{,}29\ \Omega$
soit L_1 = 37,4 nH

b) Circuit de sortie

($R_1 = R_C = 22\ \Omega$;
$R_2 = R_L = 60\ \Omega$)

Le facteur de qualité en charge doit satisfaire la condition (54) :

$$Q_L > \frac{R_1}{X_{C0}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_{1s}} - 1}$$

Dans cette expression, $X_{C0} = 1/\omega \cdot C_0$ avec C_0 = capacité totale de collecteur.

Un calcul plus ou moins rigoureux, dans lequel il faudrait même tenir compte de la bobine d'arrêt L_3, est parfaitement illusoire. De toute manière, la capacité de collecteur est fonction de la tension instantanée entre collecteur et émetteur. Il en résulte que sa valeur moyenne dépendra aussi de la tension alternative existant au collecteur du transistor de puissance.

En introduisant quelques hypothèses simplificatrices, on peut montrer que la capacité totale effective de collecteur est environ deux fois la capacité C_{0b} en collecteur et base (biblio 1 et 3).

Dans le cas du transistor 2N3632, on peut admettre la valeur moyenne $C_0 = 20$ pF, d'où, à 150 MHz, $X_{C0} = 53\ \Omega$.

Formule (50) :

$$R_{1s} = \frac{22}{1 + \left(\frac{22}{53}\right)^2} = 18{,}76\ \Omega$$

Formule (54) :

$$Q_L > \frac{22}{53} + \sqrt{\frac{60}{18{,}78} - 1} = 1{,}9$$

Afin d'arriver à un rendement élevé du circuit de couplage, calculons la valeur des éléments avec $Q_L = 5$:

Formule (53) :

$X_{L4} = Q_L \cdot R_{1s} = 5 \cdot 18{,}76$
$= 93{,}83\ \Omega$

d'où : L_4 = 99,5 nH

Formule (51) :

$$X_{C3} = 18{,}76 \left(5 - \frac{22}{53} - \sqrt{\frac{60}{18{,}76} - 1}\right)$$
$$= 58{,}22\ \Omega$$

d'où : C_3 =
18 pF (ajustable 4... 50 pF)

Formule (52) :

$$X_{C4} = \frac{60}{\sqrt{\frac{60}{18{,}76} - 1}} = 40{,}47\ \Omega$$

soit : C_4
= 26 pF (ajustable 5... 100 pF)

Une valeur de $Q_L = 7$ conduirait aux valeurs suivantes :

L_4 = 139 nH
C_3 = 11 pF
C_4 = 26 pF

La bobine d'arrêt L_3 dans le circuit collecteur doit présenter une inductance $\omega \cdot L_3$ cinq à dix fois plus grande que la résistance de charge de collecteur, soit, dans notre cas :

$\omega \cdot L_3 \simeq 10\ R_C = 220\ \Omega$

d'où L_3 = 233 nH ; nous adopterons une bobine d'arrêt de 250 nH.

La bobine d'arrêt L_2 dans le circuit de base peut être déterminée selon les mêmes considérations, ce qui conduit à la condition :

$\omega \cdot L_2 \geqslant (5...\ 10)\ R_{in} = 20...\ 40\ \Omega$

En réalité, il faut tenir compte du fait que le couplage capacitif dû à la capa-

cité C_{0b} qui existe entre collecteur et base peut donner lieu à une tendance à l'accrochage sur des fréquences nettement inférieures à la fréquence de travail.

Le plus souvent, le **gain en courant** h_{fe} des transistors HF de puissance varie approximativement en raison inverse de la fréquence. Il en résulte qu'à des fréquences plus basses, le gain du transistor, ainsi que ses impédances internes entre base et masse et entre collecteur et masse, augmentent.

Les éléments L_b et L_c **(fig. 27)** font alors apparaître avec C_{0b} un circuit oscillateur du type Hartley.

On peut montrer (voir biblio 3) que le critère de stabilité impose la condition :

$$\frac{L_b}{L_c} > h_{fe} \frac{C_{0b}}{C_{in}}$$

Pour L_b on utilisera de préférence une perle de ferrite à plusieurs canaux dans lesquels on fait passer 2 à 3 spires de fil (de telles bobines d'arrêt existent dans le commerce : voir catalogues Philips, MBLE, RTC, Siemens).

L'expérience montre d'autre part qu'il est avantageux de charger le collecteur avec une impédance faible pour les fréquences où des oscillations risquent de se manifester.

Dans le schéma de la **figure 26**, cette charge comprend la bobine L_3, la résistance de 10 Ω et un condensateur céramique (disque) de 10... 100 nF, en série. Le condensateur de 100 pF assure le découplage à la fréquence de travail (150 MHz).

Il sera encore utile d'insérer une perle de ferrite (FCX) dans la ligne d'alimentation.

Remarques finales

Dans les calculs développés dans la présente étude, nous avons supposé que les impédances Z_1 et Z_2 à adapter étaient des résistances purement ohmiques.

Ceci constitue bien sûr une simplification qui ne sera souvent pas vérifiée dans la pratique, plus particulièrement dans le cas des montages à très haute fréquence.

Dans ce cas, il convient en effet de considérer en série avec la résistance d'entrée du transistor (cette dernière se réduisant pratiquement à r_{bb}), une valeur d'inductance d'entrée, et Z_{in} prend alors la forme suivante :

$$Z_{in} = R_{in} + j\,\omega\,.\,L_{in}$$

De même, l'antenne d'émission ou, d'une manière plus générale, la charge Z_L de l'étage de sortie, comportera souvent une composante réactive. D'autre part, l'admittance de sortie d'un transistor de puissance se compose de la somme de la conductance de charge de collecteur ($1/R_C$) et d'une susceptance capacitive variable $+ jX_{C0}$, étant donné que la capacité de sortie $C_{b'c'} = C_{0b}$ varie entre autres avec le point de fonctionnement et avec le niveau d'excitation, soit donc :

$$Y_C = \frac{1}{R_C} + j\,\omega\,.\,C_0$$

avec

$$C_0 = C_{0beff} + C_{cs} - \frac{1}{\omega^2\,.\,L_c}$$

C_{0beff} = capacité effective de collecteur = $2\,C_{0b}$

C_{cs} = capacité entre collecteur et masse (embase)

$1/\omega^2\,.\,L_c$ = capacité qui accorde l'inductance d'arrêt dans le circuit de collecteur sur la fréquence de travail.

De tout ce qui précède, il résulte que les calculs numériques effectués ci-dessus, conduisent bien sûr à des ordres de grandeurs réalistes, mais qu'il sera indispensable d'utiliser des condensateurs ajustables pour les éléments C_1 et C_2 qui figurent dans les schémas de principe du paragraphe consacré aux méthodes de calcul des réseaux d'adaptation.

La plage de variation de ces condensateurs permettra de réaliser l'adaptation correcte entre impédances complexes. De plus, signalons qu'une mise au point expérimentale s'avèrera toujours indispensable.

Dans les calculs qui précèdent, nous avons considéré des bobinages et des condensateurs parfaits. Dans la réalité, il n'en est évidemment pas ainsi, et il en résulte que les circuits de couplage introduisent inévitablement des pertes. Afin de réduire celles-ci à un minimum, il conviendra d'utiliser des composants dont la technologie garantit des pertes très faibles à la fréquence de travail.

En partant des formules établies ci-dessus, le calcul des réseaux d'adaptation peut être fait à l'aide d'une calculatrice numérique programmable. Les lecteurs intéressés par ce procédé consulteront utilement un article récent (biblio 10), fournissant les programmes pour la calculatrice de poche HP-25, permettant le calcul des réseaux en L, en T et en Pi.

Jos de Neef
Chargé de Cours à l'Institut Supérieur Industriel de l'Etat-Bruxelles

Bibliographie

[1] R. MINTON : « Design of large-signal VHF transistor power amplifiers » *(RCA Appl. Note, SMA-36).*

[2] R.A. GIBSON & Jr O. PITZALIS : « Tables of impedance matching networks which approximate prescribed attenuation » *(Trans. I.E.E. Microwave Theory and Techniques, Vol. M.I.T.-19, nº 4, April 1971, pp. 381-386).*

[3] J. MULDER : « On the design of transistor R.F. power amplifiers » *(Philips Electronic Applications, Vol. 27, nº 4).*

[4] R. JOHNSON : « Do complex impedance matching in seven easy steps » *(Electronic Design, March 20, 1974, pp. 73-75).*

[5] R. NARDIN : « Impedance matching made easy : a 3-step uncomplicated method » *(Electronic Design, Aug. 16, 1975, pp. 76-78).*

[6] A. LESZLA : « Application de la technologie microstrip et de l'abaque de Smith à la réalisation d'un amplificateur UHF » *(Electronique Applications, nº 3, pp. 121-129).*

[7] P. STOLZENBERG : « UKW- und VHF-Endstufen für Amateursender » *(Funkschau, 1976, nº 15 (pp. 637-640), nº 16 (pp. 681-684)).*

[8] X. : « VHF transistor power stages » *(Texas Instruments Application Note, nº 10).*

[9] S.A. MONEY : « 25-watt transistor transmitter for 20 meters » *(Wireless World, June 1973, pp. 277-280).*

[10] A.B. PRZEDPELSKI : « Simplify conjugate bilateral matching of complex impedances : an unified approach provides practical L, Pi or T solutions with a low-cost programmable calculator » *(Electronic Design, nº 5, March 1, 1978, pp. 54-62).*

[11] X. : Notes d'Application R.T.C., *nº RNA 111, 113, 114, 115 et 116.*

[12] K. HUPFER & H. HELMRICH : « 50-W-VHF-Verstärker mit Transistoren » *(Int. Elektronische Rundschau, 1973, nº 8, pp. 165-168).*

Amplificateurs d'antenne à très large bande

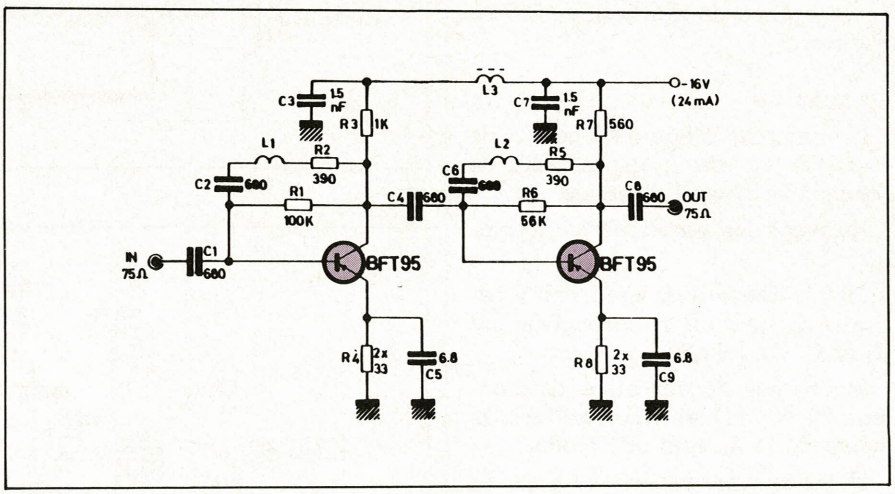


Fig. I-1

Les amplificateurs d'antenne sont ainsi nommés parce qu'ils amplifient les signaux HF fournis par une antenne et, à leur tour, fournissent à l'entrée d'un récepteur, leurs signaux de sortie.

Plusieurs problèmes importants se posent dans cette amélioration de l'installation de réception des signaux.

On voit immédiatement que l'on aura à considérer les avantages et les inconvénients éventuels de l'emploi des amplificateurs. Ensuite, on devra trouver leur meilleur emplacement.

L'appareil doit être alimenté en continu à partir d'une source proche ou distante.

Dans le présent article, nous décrirons une série complète d'amplificateurs, à très large bande, certains couvrant la bande de 40 à 860 MHz, ce qui englobe la TV et la FM ainsi que certaines émissions OC sortant de ces catégories.

On a préconisé, dans certains des schémas proposés, des transistors PNP qui se montrent, dans des cas particuliers, meilleurs ou plus économiques, ou les deux, que des NPN.

Les amplificateurs proposés, de conception SGS-ATES conviennent pour des installations de diverses puissances, individuelles ou collectives.

I – Préamplificateur 40 à 860 MHz à deux transistors BFT 95

Caractéristiques générales

Le schéma de ce préamplificateur est donné à la **figure I-1.** On y trouve deux étages à transistors PNP, BFT 95. Ce montage se caractérise par un faible souffle (bruit), une bande très large et une alimentation « négative » de – 16 V, le + étant à la masse.

Pour améliorer les résultats obtenus, en bande IV et V de la TV, c'est-à-dire en UHF, on devra prendre des précautions dans le montage des transistors BFT 95. A cet effet, il est conseillé de monter les deux transistors et les deux résistances d'émetteur R_4 de 33 Ω connectés en parallèle sur la face cuivre de la platine imprimée, tandis que tous les autres composants seront montés, comme d'habitude sur la face opposée de la platine.

A noter que les deux résistances R_4 de 33 Ω d'émetteur, constituent une résistance résultante de 33/2 = 16,5 Ω. Elles doivent être disposées à angle droit.

Il faut réduire la self-induction entre les fils d'émetteurs et la masse. En effet, un millimètre de connexion de 0,3 mm de diamètre, correspond à 1 nanohenry, ce qui produit un affaiblissement de 1 dB à 1 GHz (1 000 MHz).

Les condensateurs C_5 et C_9 doivent être des modèles trapézoïdaux.

Etant donné que le niveau de la tension de sortie de cet appareil est supérieur à 100 mV (pour – 60 dB d'intermodulation), il est tout indiqué de l'utiliser comme amplificateur simple dans les ensembles de distribution de signaux TV, de petite importance par exemple, alimentant en signaux HF 4 à 8 récepteurs de télévision ou FM s'il y a lieu.

Le schéma

L'examen de la **figure I-1** permet de voir que les deux étages sont de conception presque identique.

Relevons les particularités suivantes :

1) Séparation de la ligne – 16 V par bobine L_3 de 2 μH et découplage par C_3 et C_7 de 1,5 nF.

2) Charges de collecteur différentes : $R_3 = 1\ k\Omega$ et $R_7 = 560\ \Omega$. De même R_1 et R_6 sont différentes.

3) Liaisons par capacités C_1, C_4, C_8 isolant en continu l'appareil des dispositifs extérieurs.

4) Contre-réaction corrigée pour améliorer la linéarité entre collecteurs et bases des transistors.

A ce sujet, indiquons que L_1 se réalise avec du fil de 0,5 mm de diamètre, sur un cylindre fictif de 3,5 mm de diamètre. Il faut 8 spires pour L_1 et 6 pour L_2. En raison du diamètre du fil, ces bobines restent rigides sans support.

5) Les entrées et les sorties sont de 75 Ω ce qui permettra l'adaptation de l'appareil aussi bien du côté antenne que de celui du câble coaxial ou de l'appareil récepteur ou du répartiteur à 4 à 8 voies.

6) Capacité de découplage et de correction dans les circuits d'émetteur $C_5 = C_9 = 6{,}8$ pF, améliorant le gain aux fréquences élevées pour lesquelles il a moins de contre-réaction de courant.

Cet appareil consomme 24 mA sous – 16 V. Il peut être utilisé à plusieurs exemplaires dans une installation collective.

La construction

Celle-ci doit être très soignée dans le style professionnel « ondes très courtes ».

A la **figure I-2**, on donne des détails

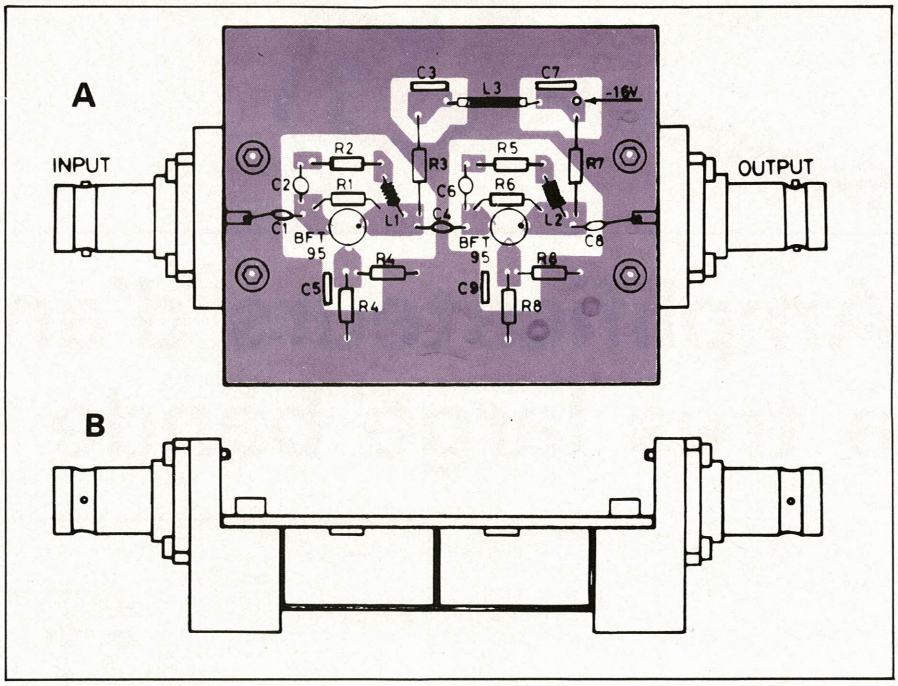


Fig. I-2

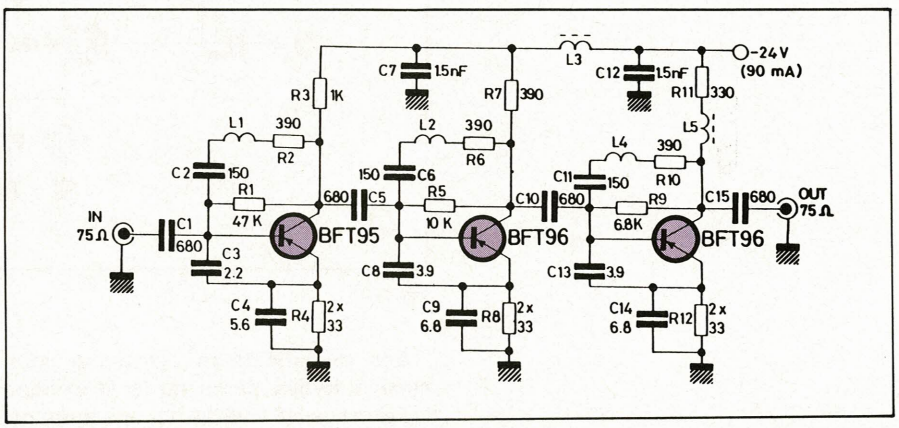


Fig. II-1

complets sur le mode de construction de ce préamplificateur.

L'échelle des deux dessins étant 1/1, il sera facile de faire exécuter la platine imprimée et de placer sur la face opposée à la face cuivre, les composants, exactement comme indiqué en (A). A noter que le dessin (A) représente la face de montage des composants tandis que les connexions « imprimées » sont vues par transparence.

En (B) de la même figure, on a représenté l'appareil vu de profil. Les deux fiches d'entrée et de sortie sont de 75 Ω comme précisé plus haut.

II – Amplificateur de puissance moyenne 40 à 860 MHz

Caractéristiques générales

A la **figure II-1**, on donne le schéma de cet amplificateur plus puissant que le précédent, pouvant alimenter en signaux HF jusqu'à 20 récepteurs.

En examinant le schéma, on constatera que l'on a utilisé trois transistors : un BFT 95 et deux BFT 96. Leur montage est analogue à celui des transistors de l'amplificateur décrit précédemment.

A noter l'alimentation en continu de – 24 V (avec le + à la masse), consommant 90 mA, donc beaucoup plus que dans le petit préamplificateur décrit en premier.

On a utilisé le PNP, BFT 96 aussi bien dans l'étage de commande (driver), que dans celui de puissance, final.

Ce dernier fournit 0,5 V en VHF et 0,35 V jusqu'à 860 MHz. En raison du faible souffle produit, l'appareil peut être disposé immédiatement après l'antenne, aucun préamplificateur n'étant nécessaire. Le gain de 27 dB est meilleur que dans certains systèmes de TV collective.

Il est obligatoire de prévoir de petits radiateurs pour les deux transistors BFT 96 selon les indications de leur fabricant. On remarquera les résistances en parallèle de 33 Ω (soit 33/2 par

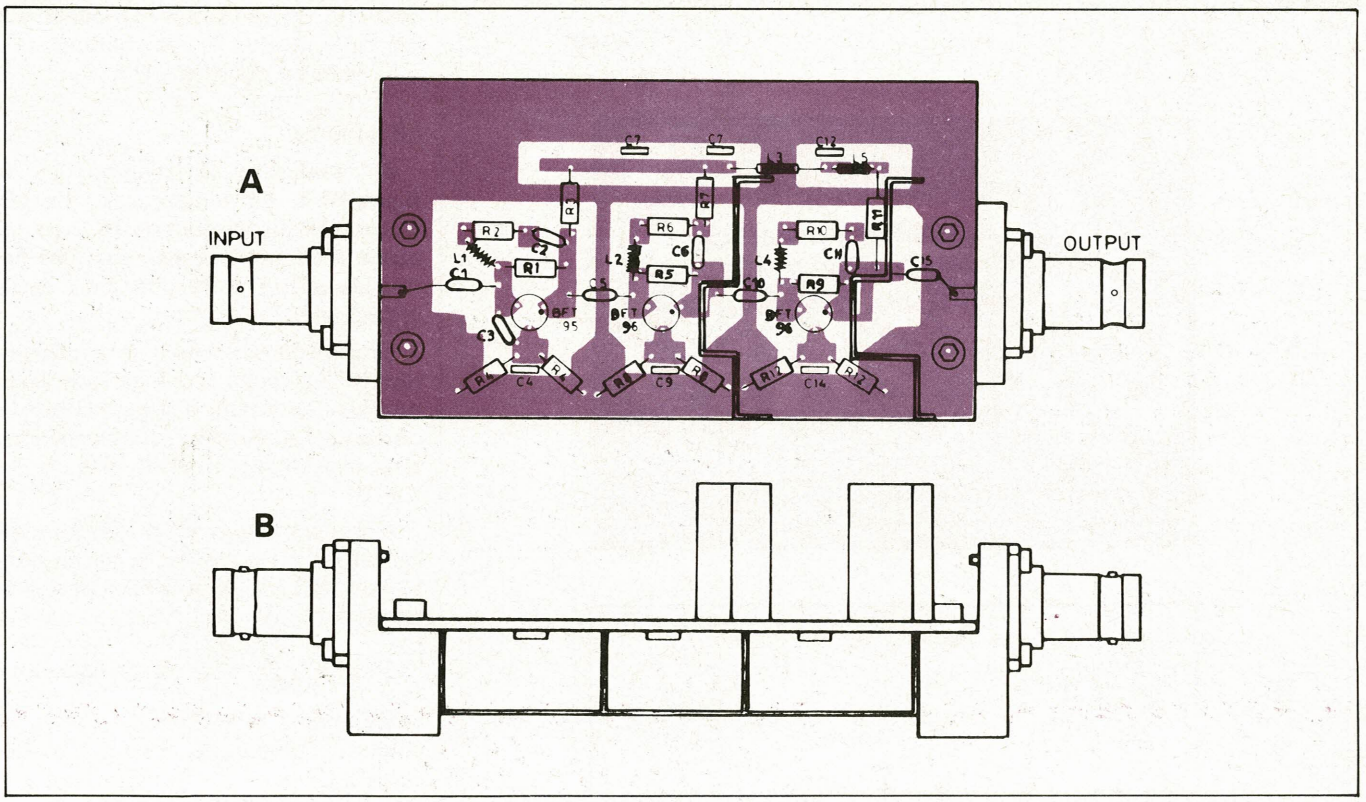


Fig. II-2

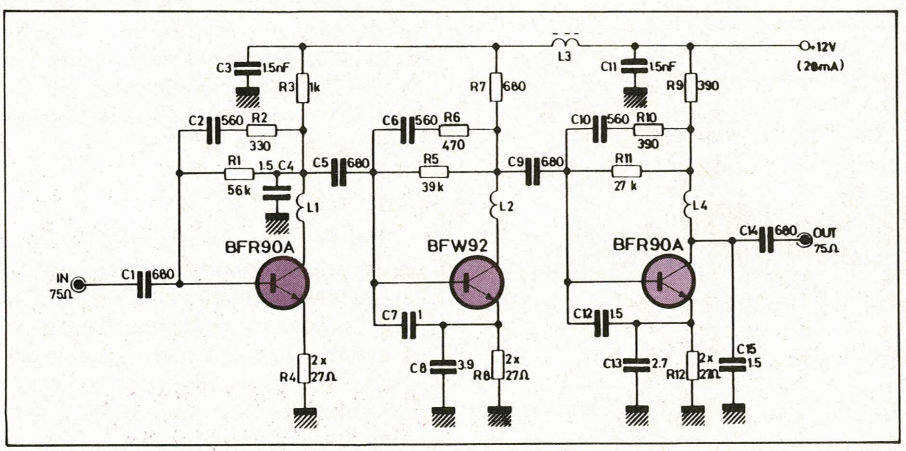


Fig. III-1

émetteur), leur montage à angle droit, l'emploi de capacités trapézoïdales (C_4, C_9, C_{14}) et les écrans entre étages, assurant la stabilité.

C_3 et C_4 sont sélectionnés pour le minimum de TOS. Le gain aux fréquences les plus élevées est amélioré grâce à C_4, C_9 et C_{14}. On se souviendra que le minimum de TOS correspond au minimum de pertes de puissance dans les câbles de transmission.

Le schéma

Voici les indications sur les composants adoptés.

$L_1 = L_2 = 5$ spires de fil de 0,5 mm sur tube de 4,5 mm de diamètre.

$L_3 = L_5$ = bobine d'arrêt de 2 μH.

$L_4 = 5$ spires, comme L_1 et L_2.

La construction

A la **figure II-2,** on donne les plans grandeur nature de l'appareil vu de la face supérieure (en (A) et de profil (en (B).

On ne manquera pas de noter la présence des séparations des étages par des écrans visibles en (A) et (B).

III – Préamplificateur 40 et 860 MHz Grand gain en bande V

Caractéristiques générales

En examinant le schéma de la **figure III-1,** on remarquera aisément les particularités suivantes :

1) Les trois transistors sont des NPN.

2) L'alimentation de 12 V est « positive » (le – à la masse).

3) Bobines L_1, L_2, L_4 dans les circuits de collecteurs.

4) Consommation modérée : 28 mA.

Cet appareil est apte à alimenter 8 à 10 récepteurs. Il se situe, par conséquent, entre les deux précédents.

Le choix des composants et de la tension d'alimentation est le résultat d'un compromis entre les caractéristiques de souffle et le prix de revient.

Le BFR 90 A, monté en premier étage et en dernier, est à faible souffle. Le transistor BFW 92 est économique.

On obtient un gain de 30 dB dans la bande V. De ce fait, ce gain avantageux peut compenser les pertes de puissance, à cette bande, dues aux câbles de transmission.

Avec cet amplificateur, la tension de sortie est de 150 mV environ.

Tous les composants sont montés sur la face opposée à celle des connexions imprimées. L'appareil peut être monté dans un boîtier métallique.

Grâce aux bobines de compensation L_1, L_2, L_4 il se produit entre 500 et 1 000 MHz, une transformation d'impédance qui améliore le niveau du gain, entre ces fréquences.

Le schéma

Montage analogue aux précédents sauf les bobines de correction :

$L_1 = L_2 = L_4 = 2$ spires fil de 0,5 mm, diamètre de la bobine 3,5 mm.

L_3 = bobine d'arrêt de 2 μH.

La construction

On en donne des détails à la **figure III-2.**

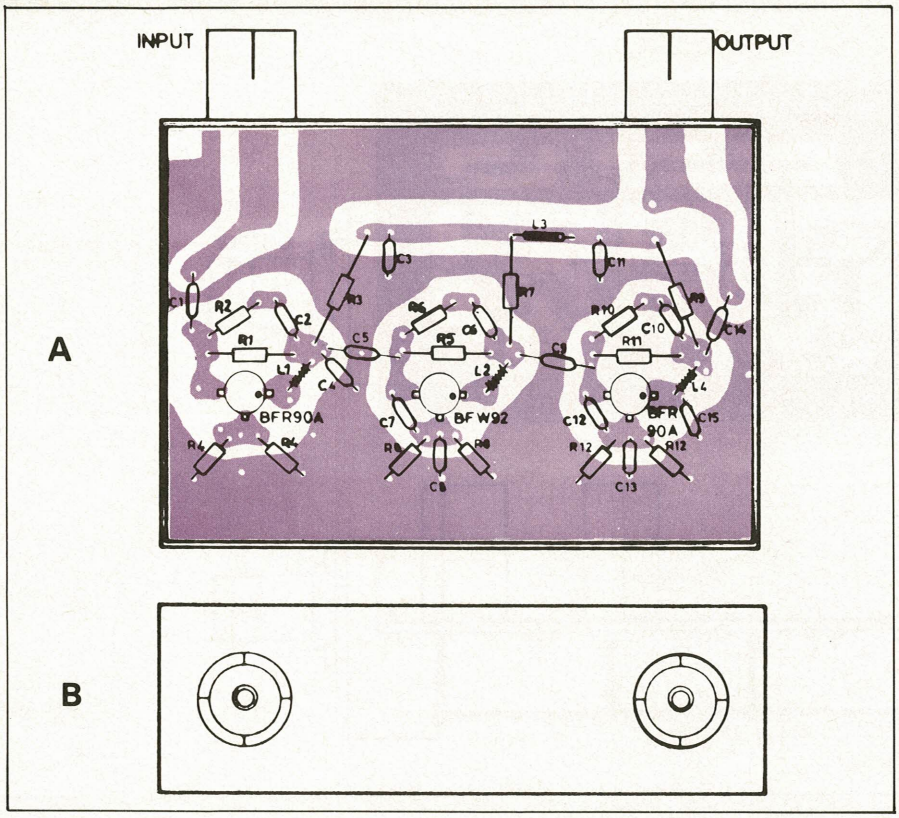


Fig. III-2

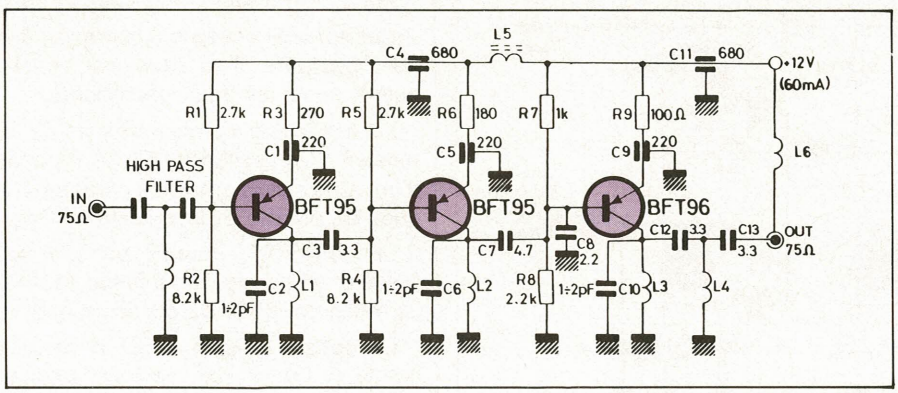


Fig. IV-1

En A, la disposition des composants et le plan de la face imprimée, vue par transparence.

En B, le coffret vue de profil. Les fiches sont disposées en prolongement de la platine.

IV – Amplificateur pour la Bande V transistors PNP

Caractéristiques générales

La particularité du montage de la **figure IV-1** qui se remarque en premier lieu est la présence de deux filtres passe-haut, disposés à l'entrée et à la sortie de l'appareil. Chacun est du type en T, et comporte deux condensateurs et une bobine.

D'autre part, l'amplificateur proprement dit utilise deux transistors PNP du même type, BFT 95 et un transistor PNP final de puissance, BFT 96.

Autre particularité, l'alimentation est « positive » donc avec le négatif à la masse. La tension d'alimentation étant de 12 V, la consommation de courant est toutefois de 60 mA afin d'obtenir à la sortie une puissance suffisante.

Les liaisons se font entre le collecteur d'un transistor et la base du suivant.

Cet amplificateur, grâce à sa bande moins large (600 à 900 MHz environ), produira un souffle réduit, moins de 3,5 dB à 800 MHz, grâce aussi à l'emploi du transistor BFT 95 à l'entrée, étudié à cet effet.

La puissance élevée de sortie est obtenue en montant le transistor final BFT 96 sur radiateurs. A noter que le collecteur se trouve en continu, au potentiel de la masse.

On a une bonne stabilité en raison de la bande réduite.

Le gain varie entre 28 et 30 dB. Le niveau de tension de sortie atteint 300 mV. On verra plus loin quelle est la forme inhabituelle des « bobines » L_1 à L_4 établies pour les UHF.

Le schéma

En analysant le schéma de la **figure IV-1**, on remarquera que les deux terminaisons sont de 75 Ω ce qui oblige à donner aux éléments des filtres les valeurs correspondant à cette impédance.

Le schéma est celui d'un amplificateur HF à circuits accordés fortement amortis permettant d'obtenir la bande passante désirée, avec l'appoint des filtres passe-haut, pour le bas de la bande.

Ainsi, pour le premier élément de liaison, C_2 = 1 à 2 pF et R_4 qui amortit L_1 vaut 8,2 kΩ. A 600 MHz, la réactance de C_3 de 3,3 pF est :

$$X_c = \frac{10^{12}}{2\,\pi\,.\,600\,.\,10^6\,.\,3{,}3} \text{ ohms,}$$

ce qui donne X_c = 80 Ω.
valeur négligeable devant R_4 de 8,2 kΩ.

Les circuits d'émetteurs sont découplés d'une manière suffisante par les condensateurs de 220 pF. A noter aussi les découplages de la ligne positive, + 12 V, de l'alimentation par C_4, L_5 et C_{11}. A la sortie il y a trois bobines dont L_6 reliée au + 12 V.

Construction

Comme dans les montages précédents, nous donnons à la **figure IV-2** l'aspect de l'appareil vu de face (en A) avec ses deux terminaisons d'entrée et de sortie et la disposition des composants sur la face supérieure de la platine imprimée, les connexions imprimées étant vues par transparence.

A remarquer les « bobines » L_0, L_1, L_2, L_3 et L_4 qui se composent de simples fils rectilignes de 14 mm de longueur et de 0,7 mm de diamètre, connectés comme indiqué sur le plan (B), **figure IV-2.**

D'autre part, L_5 est une bobine d'arrêt de 2 µH et L_6 est une bobine de 10 spires fil de 0,5 mm de diamètre, la bobine ayant un diamètre de 3,5 mm. La résistance R_9 sera de 0,5 W au moins, étant parcourue par le courant de collecteur du BFT 96.

V – Préamplificateur hybride bandes IV et V

Il s'agit d'un appareil destiné uniquement aux UHF. Il utilise un circuit SH 120 A qui est à lui seul un préamplificateur complet ne nécessitant que les connexions d'entrée, de sortie et d'alimentation.

Le schéma du préamplificateur est donné à la **figure V-1**. Le SH 120 A

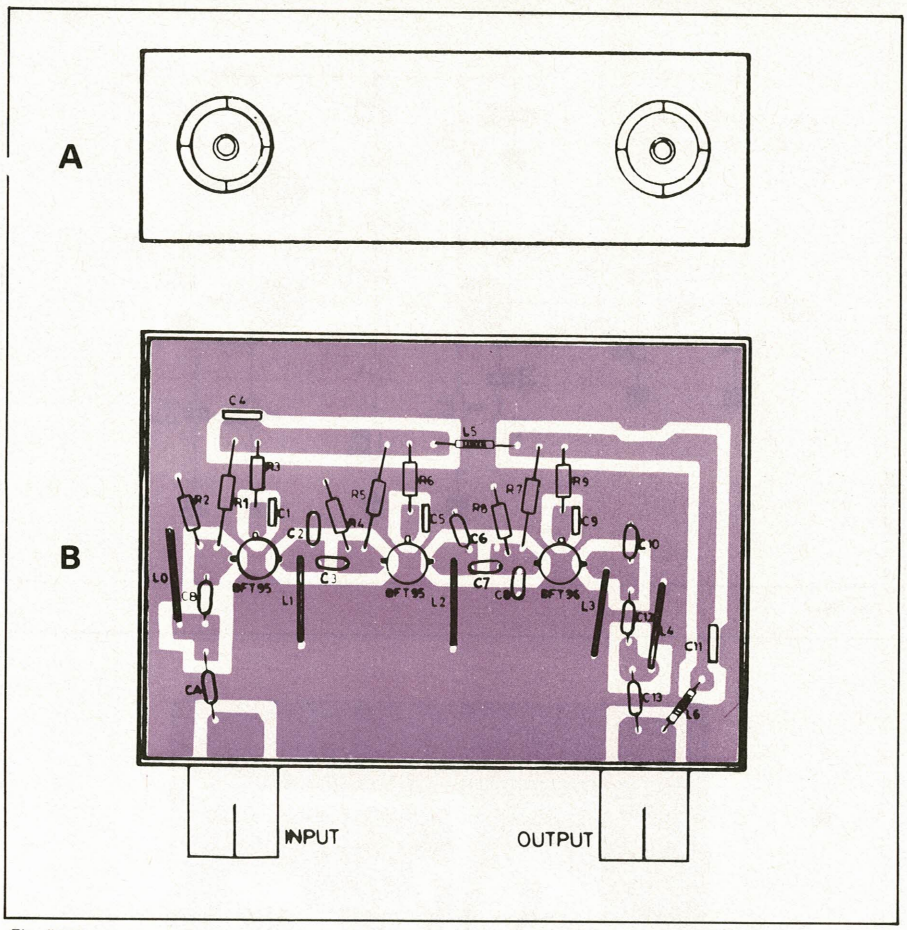


Fig. IV-2

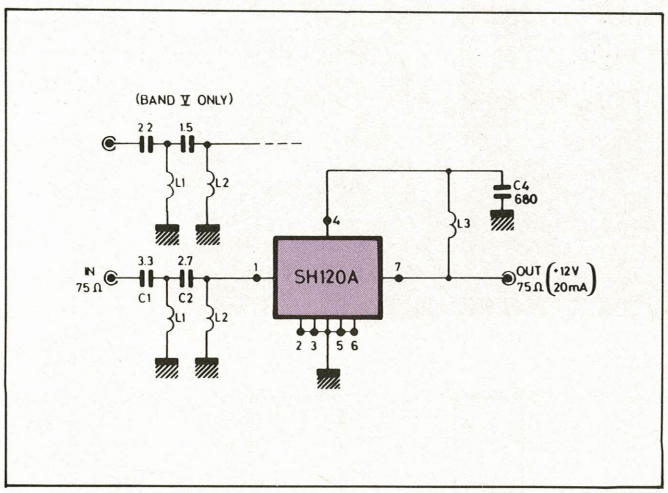


Fig. V-1

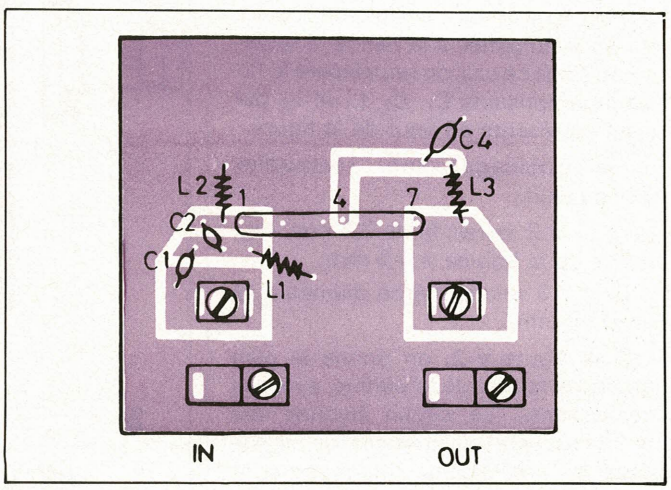


Fig. V-2

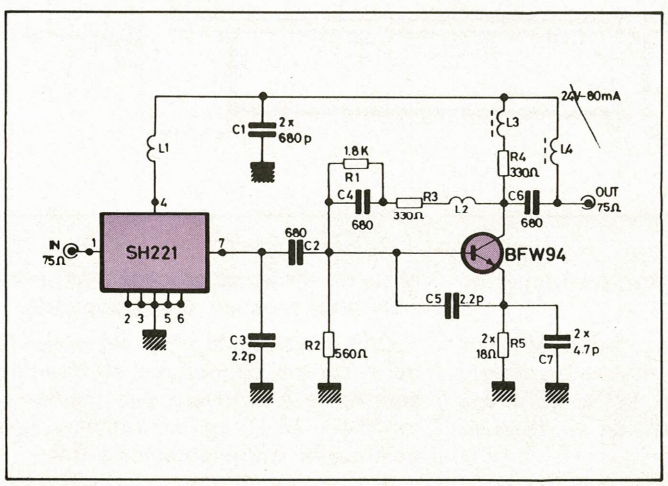


Fig. VI-1

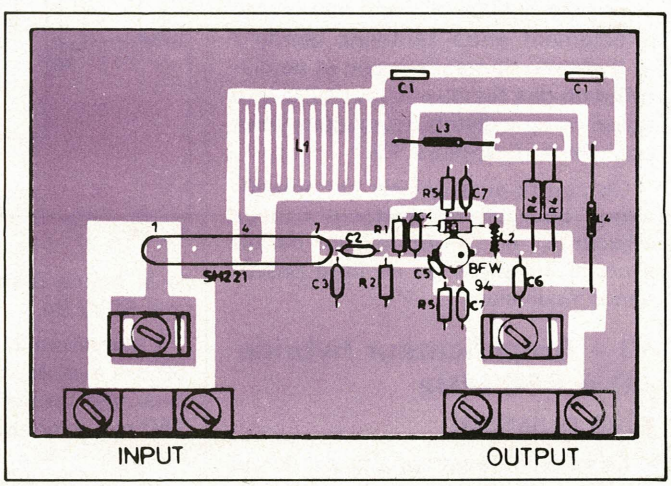


Fig. VI-2

possède 7 terminaisons toutes en ligne. Vu de la face de montage des composants, les broches sont numérotées de 1 à 7, de gauche à droite et groupées comme suit :

– à gauche 1 - 2 espacement de 5 mm
– au milieu 3 - 4 - 5 espacement de 2,5 mm
– à droite 6 – 7 espacement 5 mm.

Les dimensions du circuit hybride SH 221 sont 27 x 13 mm broches comprises.

On branchera cet amplificateur de la manière suivante :

– entrée broche 1 ; sortie broche 7
– masse broches 2 - 3 - 5 - 6
– + alimentation broche 4 ; – alimentation à la masse.

Fonctionnement sur 12 V seulement, avec un courant de 20 mA. La tension HF de sortie est de 15 mV.

Sur le schéma, on peut voir que le filtre passe-haut est monté à l'entrée. Il a pour objet de ne laisser passer que les signaux à UHF et d'éliminer ceux à VHF.

Sans filtre, le montage est apte à amplifier entre 40 et 860 MHz.

Remarquons C_4 entre le + et la masse et la bobine L_3 entre la sortie 7 et le + alimentation.

Il est également possible de réduire la bande amplifiée à la bande V seulement. Dans ce cas, on remplacera le filtre à composants C_1, C_2, L_1 et L_2 par celui représenté en haut de la figure.

Les bobinages sont réalisables comme suit :

$L_1 = L_2 = 2$ spires, fil de 0,5 mm, diamètre de la bobine = 3,5 mm.

$L_3 = 10$ spires, même diamètre, fil de 0,25 mm.

A la **figure V-2,** on donne le plan grandeur nature de la platine, avec les composants. Le circuit hybride est monté perpendiculairement à la platine dont les connexions imprimées sont vues par transparence.

Ce préamplificateur peut être monté directement entre l'antenne bande V et le réseau de transmission et de distribution des signaux. Il peut aussi être utilisé comme distributeur à deux voies pour deux récepteurs TV.

On pourra aussi utiliser cet amplificateur pour un ou quelques canaux adjacents, en montant un circuit accordé à l'entrée ou un filtre passe-bande équivalent.

VI – Amplificateur hybride 40 à 860 MHz plus puissant

Le schéma de cet appareil est donné à la **fig. VI-1.** Il comprend un SH 221 analogue au SH 120 A et se branchant

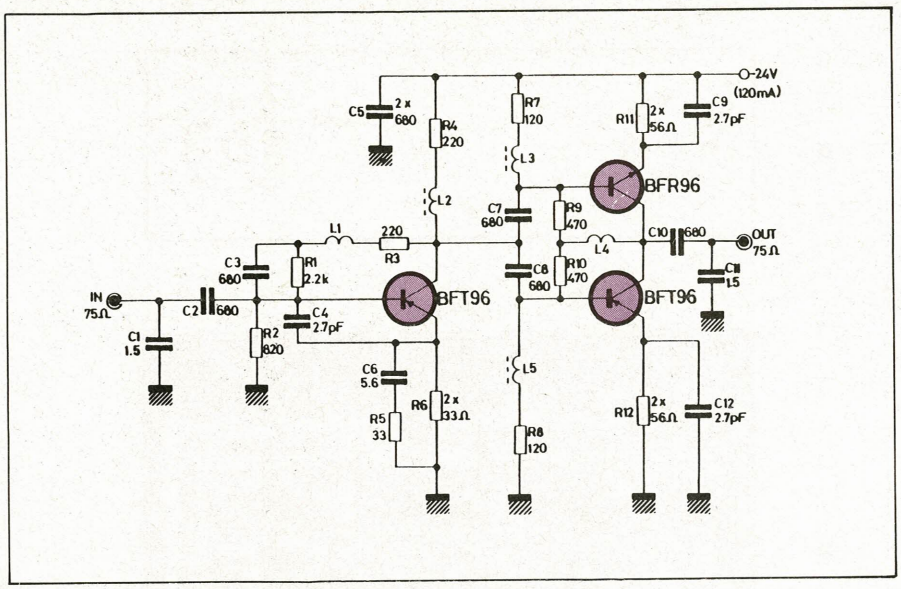


Fig. VII-1

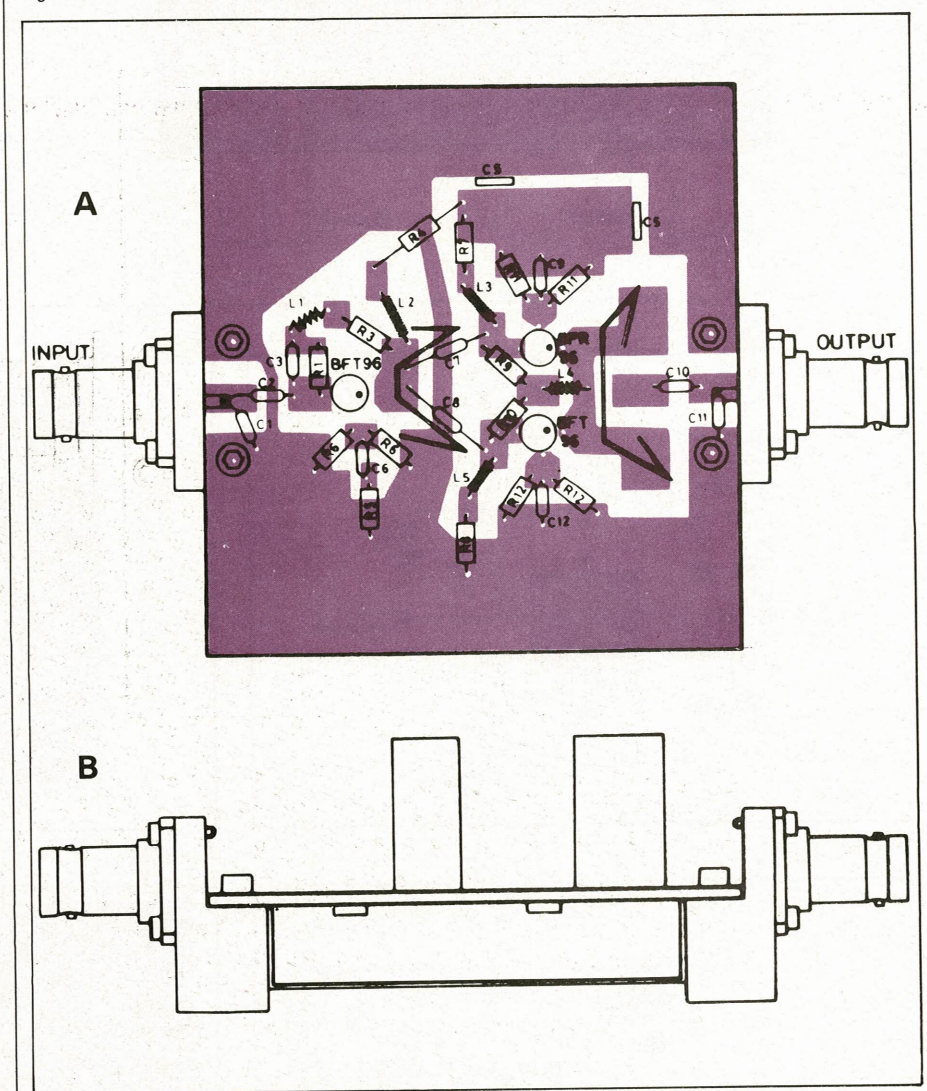


Fig. VII-2

de la même manière et un transistor final BFW 94.

L'alimentation est de 24 V sous 80 mA avec le – à la masse. On obtient ainsi une tension de sortie de 200 à 250 mV avec un gain de 24 dB environ.

La tension de 24 V peut être fournie à l'amplificateur par l'intermédiaire du câble de sortie ; ce procédé étant possible avec tous les autres appareils.

On notera que le BFW 94 possède deux sorties d'émetteur et chacune sera reliée à la masse par une résistance de 18 Ω, ce qui donnera une polarisation correspondant à 9 Ω.

Cet amplificateur est recommandé pour les ensembles collectifs. On

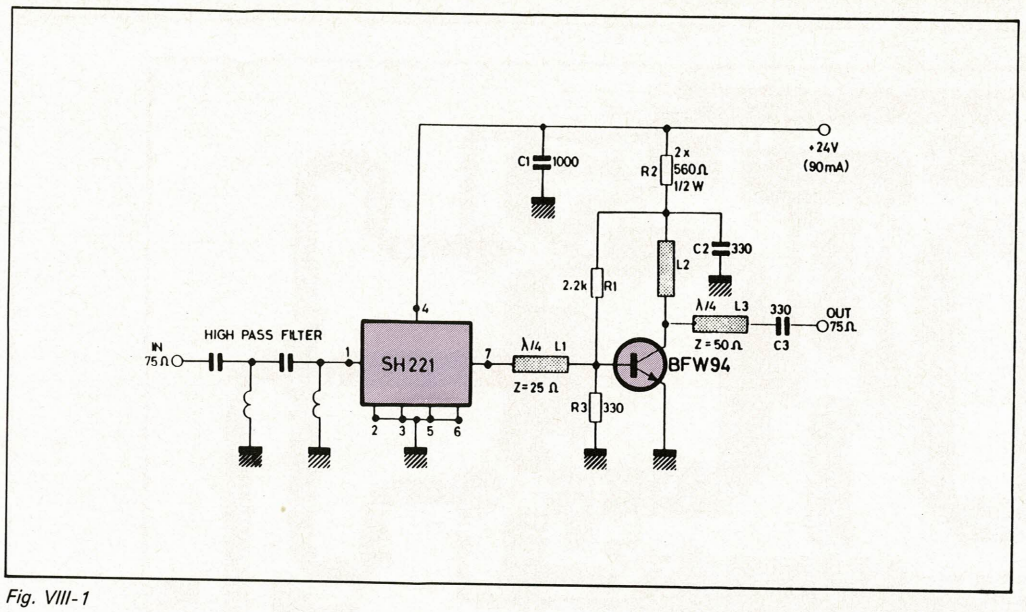


Fig. VIII-1

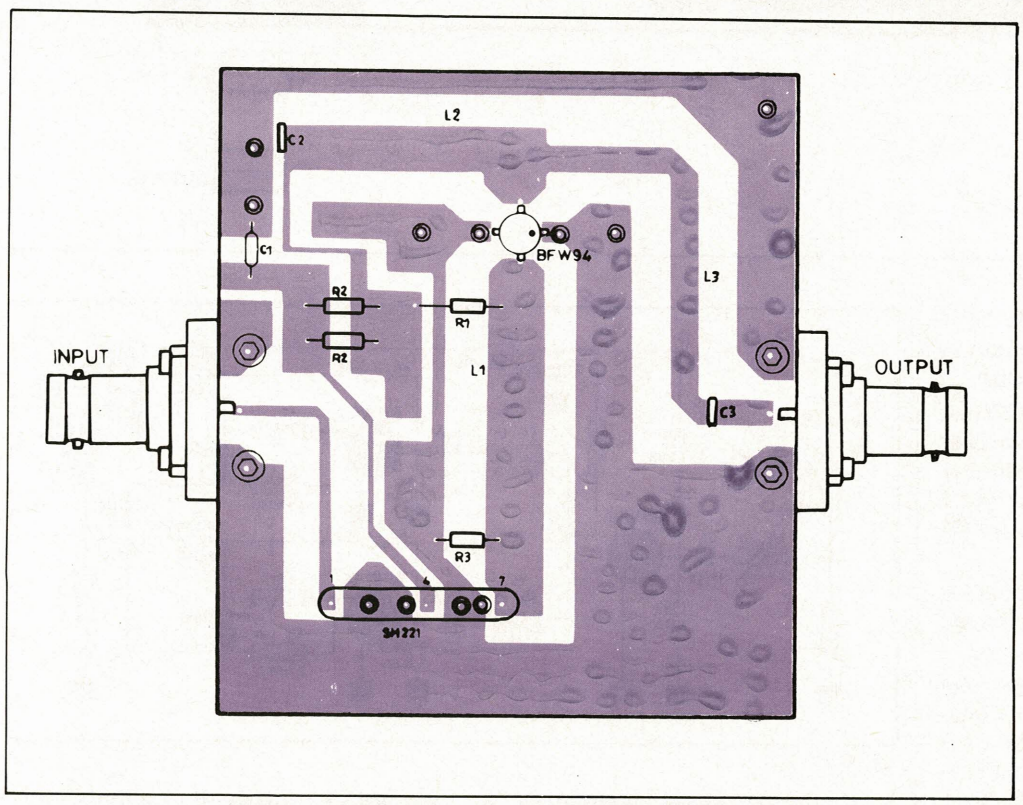


Fig. VIII-2

pourra, dans ce cas, disposer à la sortie un répartiteur de puissance à quatre voies.

A chaque sortie de voie, il y aura une atténuation de 12 dB et une tension de 50 mV.

Le schéma et les résultats

Sur la **figure VI-1**, on remarquera la boucle de contre-réaction sélective, améliorant la linéarité dans la bande passante. Les bobinages sont établis de la manière suivante :

L_1 : réalisée sur le circuit imprimé, comme on le voit sur la **figure VI-2** reproduite aux dimensions réelles.

L_2 = 6 spires fil de 0,5 mm, diamètre de la bobine 3,5 mm.

L_3 = L_4 = bobine d'arrêt de 2 μH

C_7 = capacité deux fois 4,7 pF, chaque élément étant relié à une des sorties de l'émetteur du transistor.

Voici les résultats obtenus :

- gain : 24 dB de 35 MHz à 1000 MHz,
- souffle : 5 dB, même bande,
- tension de sortie : 250 à 200 mV de 40 à 1000 MHz,
- TOS : à la sortie, de 1,25 à 1,5 – 40 à 1000 MHz à l'entrée de 1,1 à 1,8 même gamme.

Cet amplificateur est réalisable aussi selon les indications données pour le SH 121-A mais avec 24 V au lieu de

VII – Amplificateur de puissance à étage complémentaire 40 à 860 MHz

Dans cet appareil, étudié comme les précédents dans les Laboratoires d'application de la SGS-ATES, on utilise en étage final à deux transistors de puissance, complémentaires, le NPN BFR 96 et le PNP BFT 96. Ils sont montés, au point de vue de leur alimentation en série, la sortie étant sur les collecteurs réunis.

A l'entrée, on a utilisé en BFT 96, PNP (voir **fig. VII-1**). La distorsion est de 15 dB environ sans qu'il soit nécessaire que la paire de transistors soit apairée.

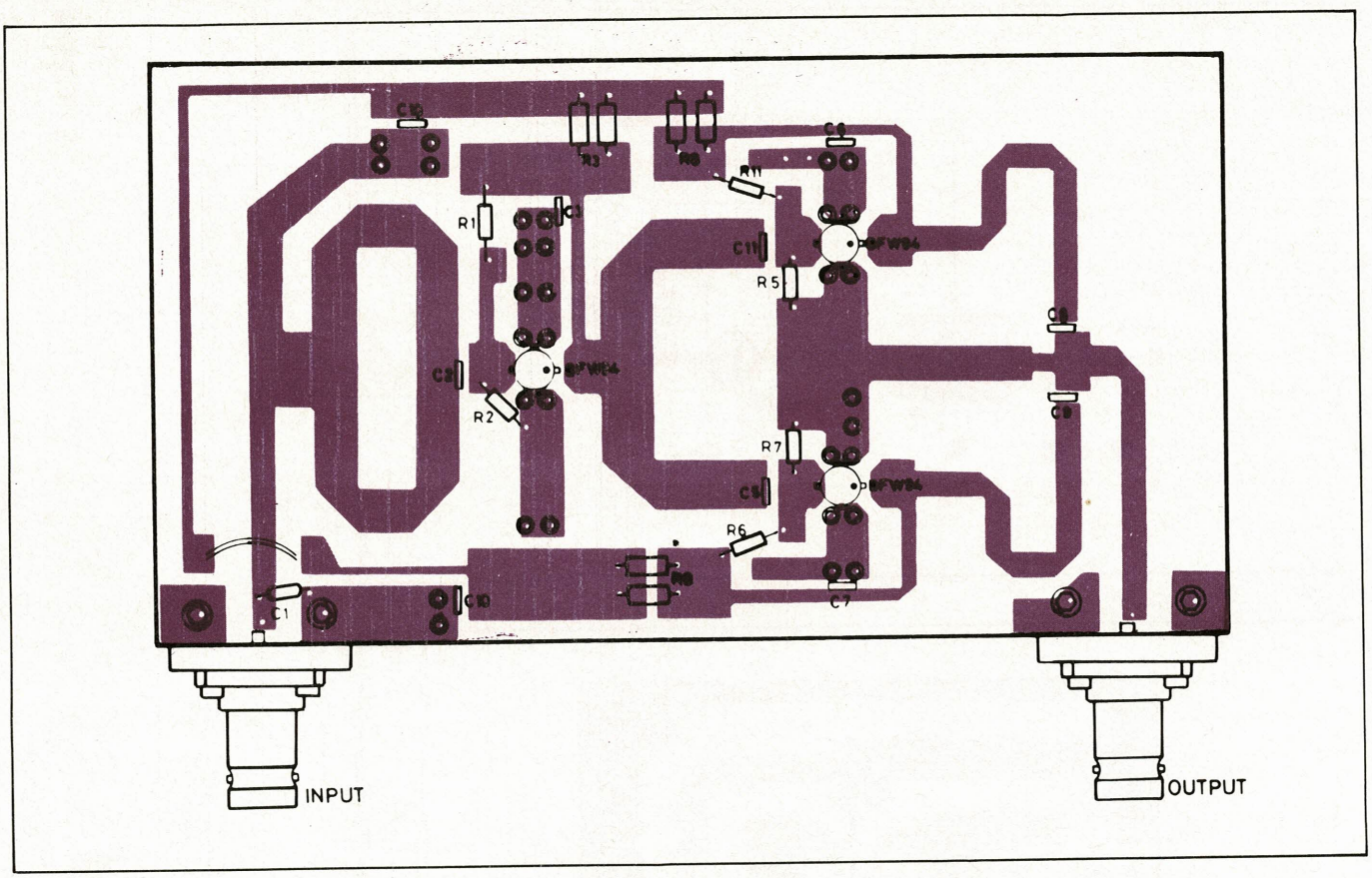


Fig. IX-2

Une tension d'alimentation de 24 V est nécessaire. C'est une alimentation « négative » avec le + à la masse.

Cet appareil consomme 120 mA sous 24 V. Il est obligatoire de monter l'étage final sur radiateur afin de limiter la température des fils de collecteur à 50 – 60 °C au maximum. Voir la notice du fabricant, à ce sujet.

On obtient à la sortie un signal 1 V vers 200 MHz et 0,75 V dans la bande UHF.

Il est recommandé d'utiliser cet amplificateur dans des systèmes multicanaux, à étages accordés et CAG appliquée à l'entrée et des amplificateurs de puissance moyenne à la sortie.

Le schéma

Comme dans les autres appareils décrits, les terminaisons sont de 75 Ω. Le premier étage est monté avec contre-réaction sélective et circuits de correction entre émetteur et masse et entre collecteur et 24 V.

Les bobinages sont réalisables comme suit :

$L_1 = L_4 = 5$ spires fil de 0,5 mm, diamètre 3,5 mm

$L_2 = L_3 = L_5$ = bobines d'arrêt de 2 µH

Construction et résultats

De plus grandes dimensions que les autres appareils décrits précédemment, le montage indiqué à la **fig. VII-2** est réalisé de manière professionnelle

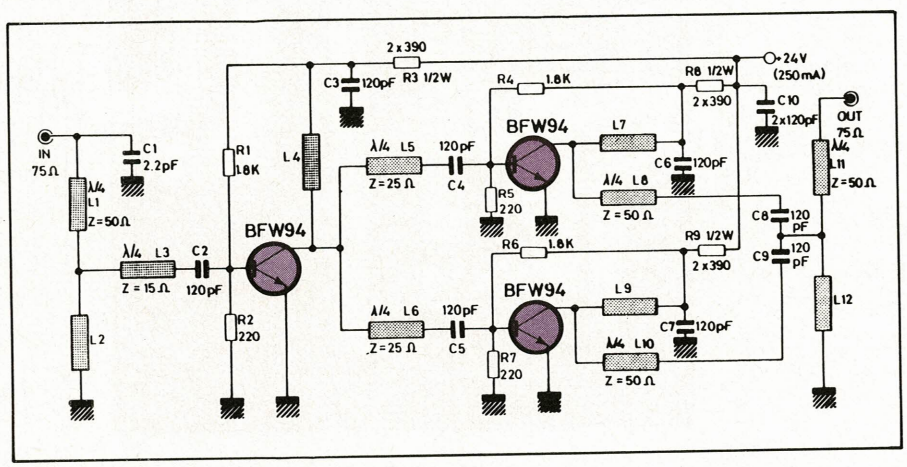


Fig. IX-1

avec des blindages séparateurs et fiches d'entrée et de sortie robustes et étudiées pour convenir aux UHF.

Gain : 14,5 à 15 dB dans la bande 25 à 1000 MHz.

Tension de sortie : 1,35 V à 40 MHz, 0,9 V à 200 MHz, 0,7 V de 500 à 800 MHz et 0,5 V à 900 MHz.

TOS : à la sortie : de 1,5 à 1,25 de 40 à 500 MHz et de 1,25 à 2 de 500 à 800 MHz.

A l'entrée : de 1,8 à 1,2.

VIII – Amplificateur à haut niveau bandes IV et V

Voici une autre application du SH 221. Alimenté sous 24 V, l'amplificateur dont le schéma est donné, à la **fig. VIII-1**, utilise le même semi-conducteur, le transistor BFW 94 en étage final. Cet appareil se caractérise par l'emploi de lignes accordées, L_1, L_2 et L_3 comme on peut le voir sur le schéma.

A l'entrée, on notera la présence d'un filtre passe haut, ne laissant passer que les signaux à UHF.

Le choix du BFW 94 a été dicté par sa capacité d'amplification jusqu'à 3 GHz.

On obtient un gain de 26 dB en UHF et un niveau de sortie supérieur à 110 dB µV, avec un niveau d'intermodulation de – 60 dB.

Les éléments à constante distribuée (L_1, L_2, L_3), lignes 1/4 d'onde sont réalisées avec des conducteurs imprimés.

On a réalisé l'adaptation, à l'entrée de 10 Ω, du transistor, avec le trans-

formateur quart d'onde L_1 à f = 700 MHz.

A l'entrée du circuit hybride, on a disposé un filtre passe-haut à deux cellules en L inversé pour éliminer les signaux VHF.

On a mis à la masse les deux sorties d'émetteurs du BFW 94, ce qui réduit les inductances parasites, augmente le gain et diminue l'intermodulation.

Tous les composants sont montés sur une platine de fiber glass de 1,6 mm d'épaisseur, avec métallisation de cuivre à chaque extrémité. Le transistor est polarisé à V_{CE} = 7,5 V et I_C = 55 mA.

Le schéma et la construction

En examinant le schéma de la **fig. VIII-1,** on constate sa simplicité et la facilité du montage de l'appareil (voir **fig. VIII-2)** sur la platine à circuit imprimé. Il n'y aura que peu de composants à fixer et seules les bobines du filtre passe-haut devront être réalisées (voir descriptions précédentes).

Les connexions imprimées sont vues par transparence.

Résultats

Gain : de 24,5 dB à 26,8 dB de 425 à 900 MHz.

Souffle : de 5 à 4 dB.

Tension de sortie : croissante, de 450 MHz à 800 MHz, entre 240 mV et 400 mV. Bonne valeur de TOS (VSWR).

IX – Amplificateur de puissance bande V

Sur le schéma de la **figure IX-1,** on remarque l'emploi de lignes $\lambda/4$ accordées, réalisées en circuits imprimés.

On peut obtenir à la sortie un niveau de 1 V sur 75 Ω dans la bande V, avec – 60 dB d'intermodulation et plus de 2 V avec – 30 dB d'intermodulation.

Cet amplificateur convient dans les installations de distribution de puissance moyenne et dans des récepteurs TV de faibles dimensions.

Il est également possible de se servir de ce montage comme driver devant un étage final de 1 à 2 W ou, comme étage final en utilisant deux amplificateurs à antennes séparées. La construction est simple, comme on peut le voir sur la **fig. IX-2.** Les résultats obtenus sont indiqués aux figures suivantes :

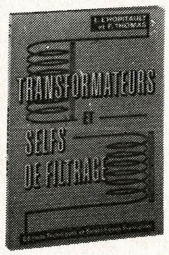
Gain : 14 à 18,2 dB.

Tension de sortie : 1 à 0,85 à – 60 dB d'intermodulation.

TOS : entrée 1,5 à 2,2, sortie : 2,75 à 1,6.

F. JUSTER

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES



L. L'HOPITAULT
F. THOMAS

NOUVEAUTÉ

TRANSFORMATEURS ET SELFS DE FILTRAGE

Cet ouvrage est probablement unique dans son genre, car il est à la fois utile, pratique, clair et efficient.
Grâce à ce livre, le lecteur professionnel ou amateur, pourra réaliser avec succès, tous les transformateurs d'alimentation et selfs de filtrage dont il pourrait avoir besoin, en utilisant les abaques et les tableaux numériques, que les auteurs ont établis pour faciliter la détermination et la construction de ces composants.
Extrait du sommaire :
Introduction - Composants - Bobinages - Calcul - Autotransformateurs - Essais - Selfs de filtrage.
Un volume broché de 110 pages. Avec 15 tableaux et 30 abaques. Format 15 x 21. Couverture couleur. Prix : 35 F.

R. BRAULT

COMMENT CONSTRUIRE BAFFLES ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

Les amateurs de reproduction sonore à haute fidélité devenant de plus en plus nombreux, l'auteur a réalisé cet ouvrage dans un but essentiellement pratique, il a décrit les types les plus courants d'enceintes expérimentés par des firmes spécialisées en se bornant principalement aux modèles facilement réalisables par un amateur.
Sommaire :
Le haut-parleur électrodynamique - Fonctionnement électrique et acoustique du Haut-Parleur - Baffles ou écrans plans - Enceintes acoustiques à ouvertures - « Bass-reflex », à papillon, diverses - Comment choisir un haut-parleur - Réalisation pratique d'enceintes et baffles - Réglage d'une enceinte - Caractéristiques des haut-parleurs actuellement disponibles.
Un ouvrage broché, 152 pages, 130 schémas, format 15 x 21, couverture couleur.
Prix : 38 F.

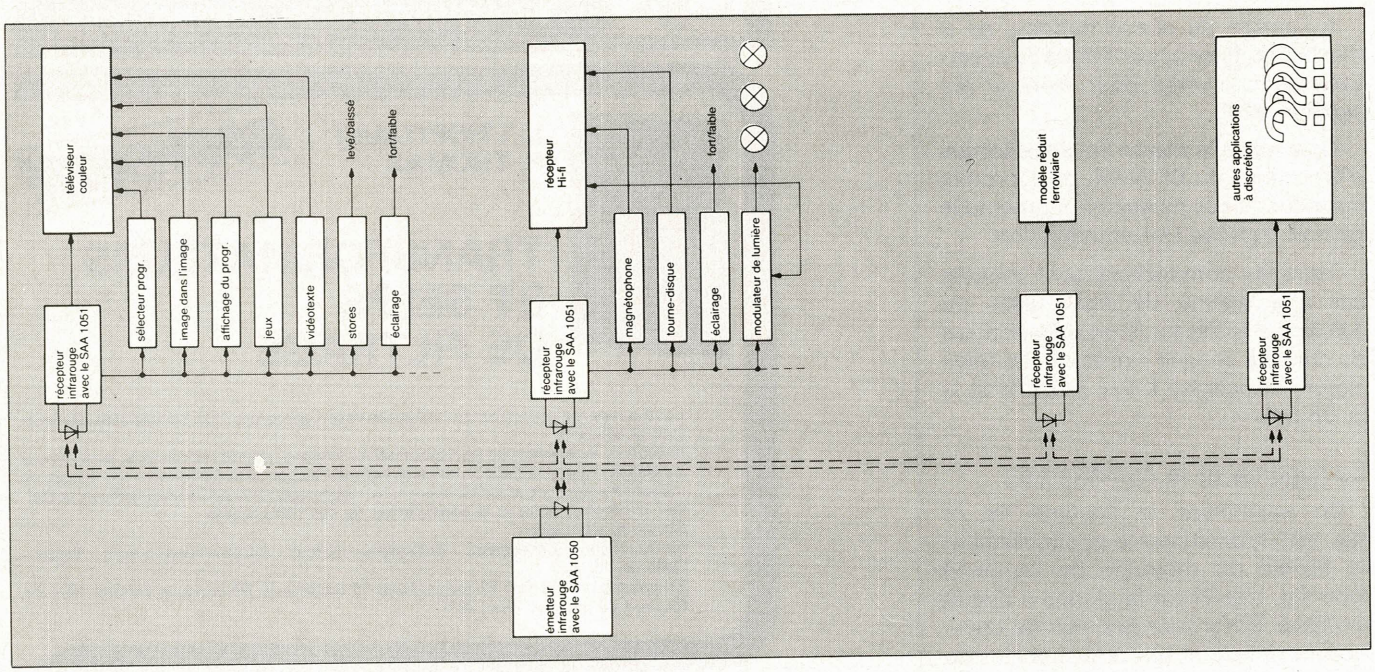
F. HURE

DEPANNAGE MISE AU POINT DES RADIORECEPTEURS A TRANSISTORS ET CIRCUITS INTEGRES

Actuellement les radio-récepteurs sont presque tous à transistors, aussi, un ouvrage spécialement consacré au service de ces appareils est indispensable pour tous ceux qui s'intéressent à leur mise au point, leur dépannage et leur installation. Les bons principes du Service ayant fait leurs preuves dans la technique des appareils à lampes, restent valables mais il fallait, comme l'a fait l'auteur, les adapter à la technique des appareils à transistors. Dans la sixième édition, l'ouvrage se présentera avec de nombreux textes nouveaux, conformes aux techniques actuelles.
Principaux sujets traités :
Les éléments constitutifs d'un récepteur superheterodyne à transistors - Les instruments de mesure nécessaires - Précautions à observer au cours du dépannage des postes à transistors - Méthodes générales de recherche des pannes et de la mise au point d'un récepteur - Récepteurs à circuits intégrés - Tableaux annexes.
Un ouvrage de 160 pages, 98 schémas, format 15 x 21, couverture couleur. Prix : Prix : 38 F.

En vente : chez votre libraire habituel ou
à la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Conditions de vente par correspondance : jusqu'à 100 F : 15 % de la commande plus 3 F R de Facultatif au-dessus de 100 F : taxe fixe 18 F Rde obligatoire



La nouvelle télécommande infrarouge d'ITT Semiconducteurs...

...doit sa naissance à ceux qui nous ont fait confiance lorsque nous proposions, il y a 5 ou 6 ans, de remplacer les systèmes mécaniques à base de cables et de commutateurs par une transmission digitalisée à ultrasons à base de circuits MOS. Nous avions déjà la technologie adéquate et un marché ouvert à ce produit: plus de la moitié des téléviseurs télécommandés en sont équipés (en R.F.A.).

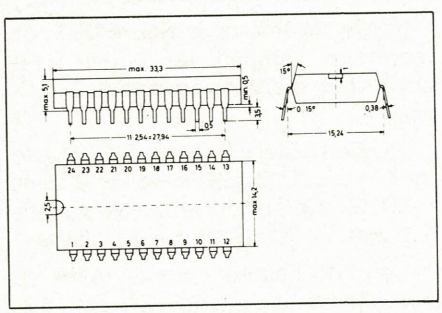
La nouvelle génération avec un concept riche en applications futures
SAA 1050: émetteur CMOS
SAA 1051: récepteur PMOS à grille Silicium

Nous avons persévéré dans cette voie et investi l'expérience acquise dans un système nouveau, extrêmement flexible et tenant compte des concepts en cours de développement: 64 commandes distinctes peuvent être envoyées sur 16 adresses différentes, soit un total de 1024 instructions à partir du même boîtier.

Voici quelques particularités:

– répertoire élargi (16 x 64 = 1024 instructions)
– consommation minimale de l'émetteur
– commande de plusieurs appareils au moyen d'un seul boîtier
– très peu de composants externes (quartz superflu)
– très grande immunité au bruit et perturbations
– transmission de 4 fonctions analogiques (par ex. volume, chrominance, luminosité, contraste)
– pas de blindage nécessaire pour le récepteur

Notre nouveau système, le plus évolué parmi les télécommandes à infrarouge, prévoit déjà les applications en cours de développement, telles que les jeux vidéo télécommandés, le vidéotexte et le télétexte, le terminal à domicile etc... Il est bien entendu possible de télécommander une chaîne Hi-fi, mais également d'autres agrégats comme les stores, l'éclairage d'ambiance et bien d'autres utilisations qu'il vous reste à découvrir.



SAA 1050, SAA 1051 en boîtier plastique D.I.L., poids 3,5 g env., dimensions en mm

N'hésitez pas à contacter soit notre spécialiste, Mr. Falleau au (1) 253 31 39 soit notre Service de documentation, 16 rue Emile Schwoerer, 68000 Colmar.

S.P.I. ITT
Département Semiconducteurs
INTERMETALL
1, avenue Louis Pasteur
F-92223 Bagneux

Semiconducteurs ITT

Analyse

Dans notre précédent numéro (pages 103 à 106), nous avions, en préambule, effectué quelques rappels sur la modulation d'amplitude, ses aspects temporel et spectral, les procédés de contrôle liés à ces deux aspects et nous avions donné enfin un aperçu des procédés d'obtention et de réception de l'A.M.

Nous entrons à présent dans le vif du sujet de cette analyse, à savoir la B.L.U.

La B.L.U. Bande Latérale Unique

Vers la B.L.U. : supprimons la porteuse

Des conclusions que nous avions tirées précédemment, il apparaît intéressant de supprimer la porteuse dans une émission A.M. afin de mieux profiter des possibilités de puissance de l'étage de sortie. On obtient alors une modulation dite « double bande latérale sans porteuse » ou « double sideband suppressed carrier » : D.S.B.S.C. ou plus couramment D.S.B.

1) Aspect spectral et aspect temporel

Le spectre d'une telle émission est représenté sur la **figure 9** (cas d'une téléphonie). On peut également, comme nous l'avons fait pour l'A.M., considérer l'aspect temporel en passant de la présentation spectrale à la présentation temporelle grâce au diagramme vectoriel de Fresnel **(voir fig. 10 et 11)**. La **figure 10A** donne le cas général : les deux bandes latérales émises se composent vectoriellement pour donner le vecteur $/\overrightarrow{V}$. Sur la **figure 10B**, on se trouve dans un cas particulier : les deux vecteurs $/\overrightarrow{BLI}$ et $/\overrightarrow{BLS}$ sont en phase avec la porteuse, absente mais prise comme référence. Le vecteur $/\overrightarrow{V}$ a alors un module maximum : cette situation correspond au point « M » de la **figure 11**.

Sur la **figure 10C**, les vecteurs $\overrightarrow{BLI}$ et $\overrightarrow{BLS}$ sont en opposition. Le vecteur résultant est nul : on se trouve au point « Z » de la **figure 11**. Enfin sur la **figure 10D**, les vecteurs $\overrightarrow{BLI}$ et $\overrightarrow{BLS}$ sont encore en phase mais cette fois-ci en opposition avec la référence. Le vecteur résultant a encore un module maximal mais est en opposition de phase par rapport au vecteur résultant de la **figure 10 B** ; on se trouve au point « N » de la **figure 11**.

On peut remarquer qu'il y a discontinuité lors du passage du cas de la **figure 10B** au cas de la **figure 10D** : au point « Z » de la **figure 11**, il y a changement de phase de 180° du signal émis (détail encerclé grossi sur la **fig. 12**).

Ce qui vient d'être dit pour une modulation par un signal sinusoïdal pur peut évidemment se généraliser, comme pour l'A.M., au cas du signal modulant complexe.

2) Procédés de contrôle

- *liés à l'aspect temporel*

– l'oscilloscope dont la voie Y est attaquée par le signal D.S.B. fournit des images semblables à celles de la **figure 11** si le signal modulant est sinusoïdal pur. Une suppression imparfaite de la porteuse fournit des images du type de celle de la **figure 13**.

– l'oscilloscope utilisé selon la méthode du trapèze fournit, pour une modulation parfaite, l'image de la **figure 14A**, comme sous le nom de « nœud-papillon », la **figure 14B** dénote une mauvaise rejection de porteuse ou une dissymétrie du modulateur ; sur la **figure 14C** on voit l'effet de non-linéarités, etc. Comme pour

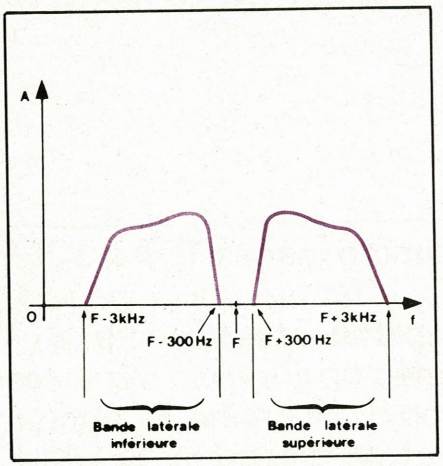


Fig. 9 – Spectre d'une émission en D.S.B. (signal modulant complexe ; ici, cas de la parole). La flèche F indique l'emplacement de la porteuse si elle existait.

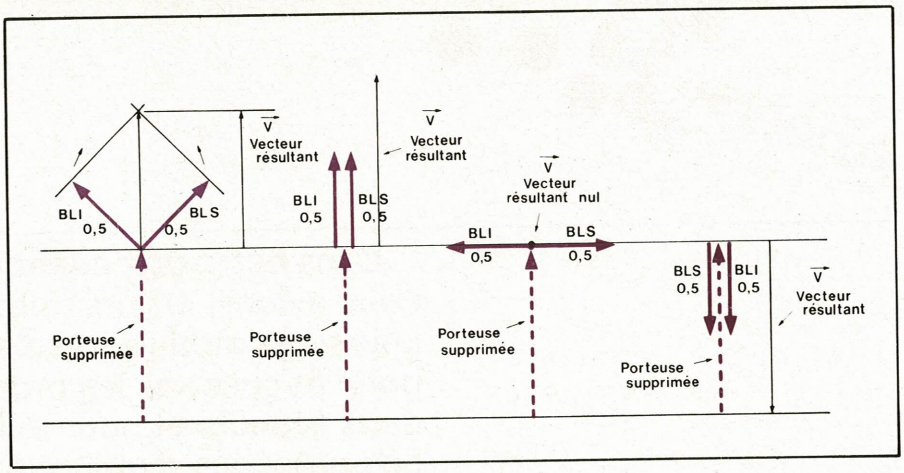


Fig. 10. – Représentation de Fresnel en D.S.B. permettant le passage à la représentation temporelle (modulation par un signal sinusoïdal pur).
A : Cas général
B : Cas correspondant au point M de la figure 11
C : Cas correspondant au point Z de la figure 11
D : Cas correspondant au point N de la figure 11.

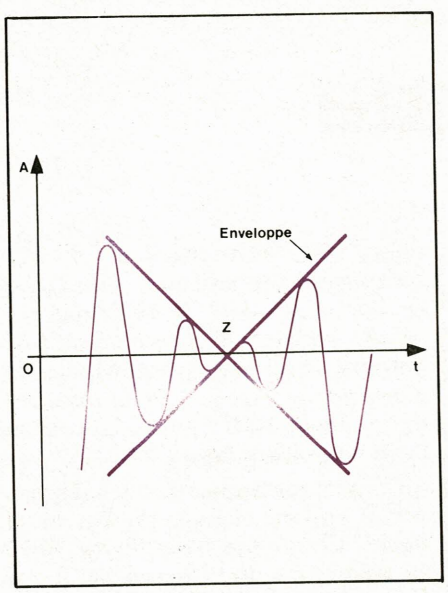


Fig. 12 – Détail du point Z de la figure 11 (détail cerclé agrandi).

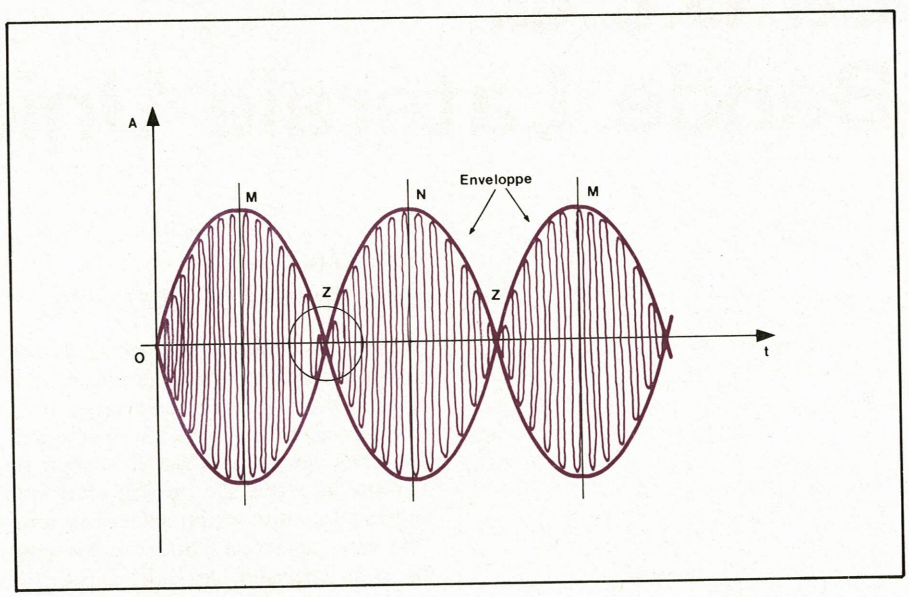


Fig. 11. – La D.S.B. : représentation temporelle (modulation par un signal sinusoïdal pur).

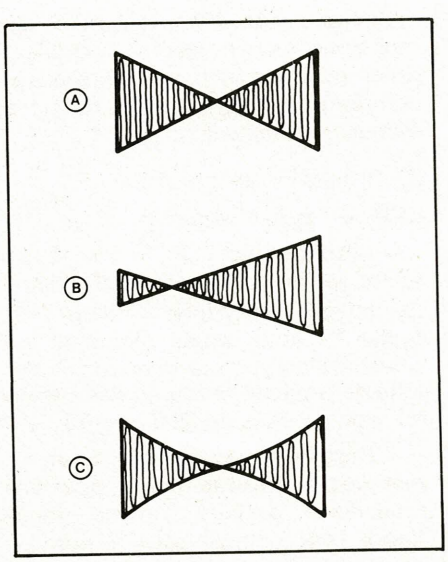


Fig. 14 – La méthode du trapèze en D.S.B. (réalisée avec un signal modulant sinusoïdal).
A : modulation parfaite
B : mauvaise réjection de porteuse (cas de la fig. 13)
C : non linéarité de modulation mais bonne réjection de porteuse.

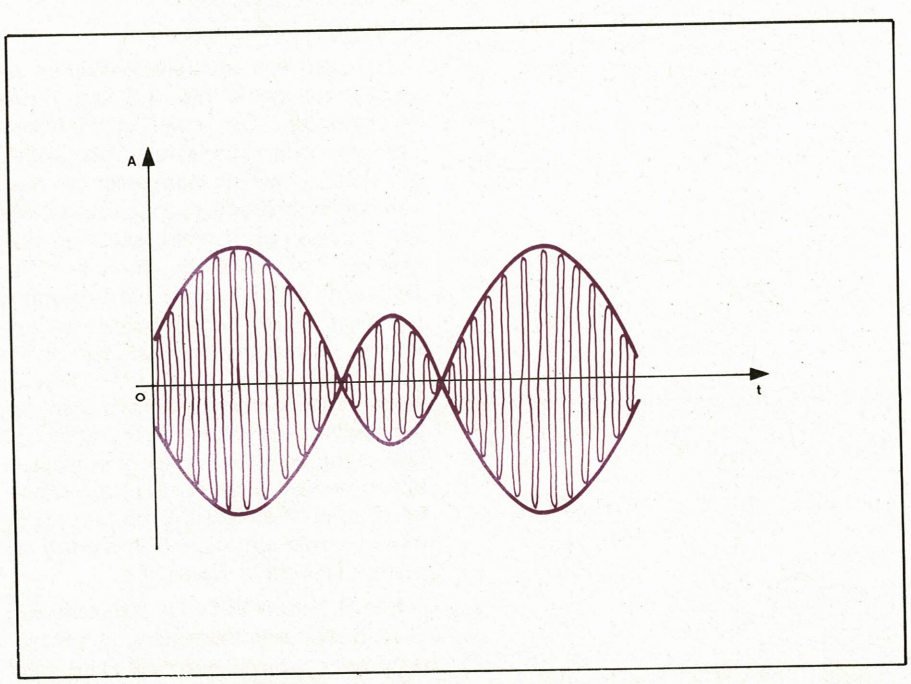


Fig. 13 – Suppression imparfaite de la porteuse dans une D.S.B.

l'A.M., les deux méthodes ci-dessous sont complémentaires et permettent une étude complète.

• *liés à l'aspect spectral :*

– ces procédés s'apparentent tous à l'analyse de spectre. Ils fournissent des images du type de celle de la **figure 9** (si le signal modulant est complexe : téléphonie).

La qualité de la réjection de porteuse apparaît immédiatement.

La dissymétrie des bandes latérales fournit des indices précieux sur la symétrie de la modulation.

3) Aperçu des procédés d'obtention et de réception

• *procédés d'émission :* on obtient la D.S.B. grâce à des **modulateurs équilibrés,** circuits symétriques qui permettent d'éliminer en sortie la porteuse, tout en conservant les bandes latérales, avec des atténuations de l'ordre de 45/50 dB. Ces modulateurs peuvent fonctionner à bas niveau et être suivis d'amplificateurs linéaires ou à fort niveau. Ils peuvent même à la limite constituer l'étage final de l'émetteur (voir **fig. 21** quelques exemples).

• *procédés de réception :* il est nécessaire, à la réception, de reconstituer la porteuse absente avec une amplitude et une phase correcte. Ceci se réalise à l'aide d'un oscillateur de battement (B.F.O. : beast frequency oscillator). On peut alors procéder à une détection d'enveloppe classique (détection diode) comme pour la modulation d'amplitude. On peut également effectuer le produit entre le signal reçu et le signal fourni par le B.F.O. : ce montage s'appelle « détecteur de produit » et est réalisé avec des circuits multiplieurs. On se ramène alors un peu au cas de la détection synchrone de la modulation d'amplitude : simplement, la tension continue en sortie de détection, qui correspondait à la porteuse et qui pouvait actionner un C.A.G., n'existe plus.

Il est utile d'insister sur l'impérieuse nécessité, en D.S.B., de reconstituer la porteuse très précisément. Cette précision de fréquence impose l'emploi de récepteurs d'une stabilité exemplaire. Une solution à ce problème consiste à l'émission à transmettre « un peu de porteuse » et, à la réception, à remplacer le B.F.O. par un oscillateur P.L.L. (Phase Locked Loop) asservi à la porteuse reçue. Ce type d'émission est parfois appelé : « A.M. à porteuse atténuée ».

4) Conclusions sur la D.S.B.

• Si l'on reprend les remarques faites précédemment sur l'A.M., on peut constater que la D.S.B. apporte un avantage du point de vue « efficacité » de l'étage final de l'émetteur qui n'émet que de l'information utile : les bandes latérales. Le même étage final, capable de fournir en A.M. 240 W en crête de modulation sans distorsion pourra bien sûr fournir 240 W crête en D.S.B. soit 60 W dans chaque bande latérale, totalement efficaces du point de vue télécommunication. **Le gain D.S.B./A.M. est donc :** 10 log 120/30 = **6 dB.** Ce gain théorique est en fait à minorer pratiquement : en effet, l'étage final doit fonctionner pour la D.S.B. en mode « linéaire », la D.S.B. étant en général produite à bas niveau. Le rendement pratique d'un tel étage est de l'ordre de 50 % au lieu de 60 % pour un étage en classe C. Le gain pratique D.S.B./AM est donc de l'ordre de 5 dB.

• L'encombrement spectral d'une D.S.B. est par contre identique à celui d'une A.M. ; les deux bandes latérales sont toujours semblables et inversées : il y a toujours gaspillage de place... !

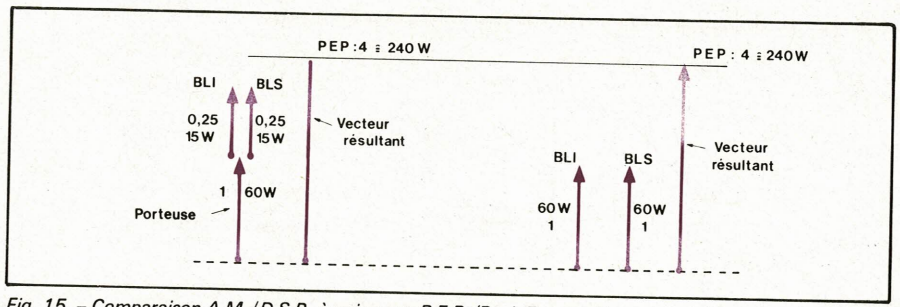


Fig. 15. – Comparaison A.M./D.S.B. à puissance P.E.P. (Peak Envelop Power) égales, grâce aux représentations de Fresnel.
A : A.M. 100 % en crête de modulation (cas B de la figure 6).
B : D.S.B., même puissance crête que pour l'A.M. (cas B de la figure 10).

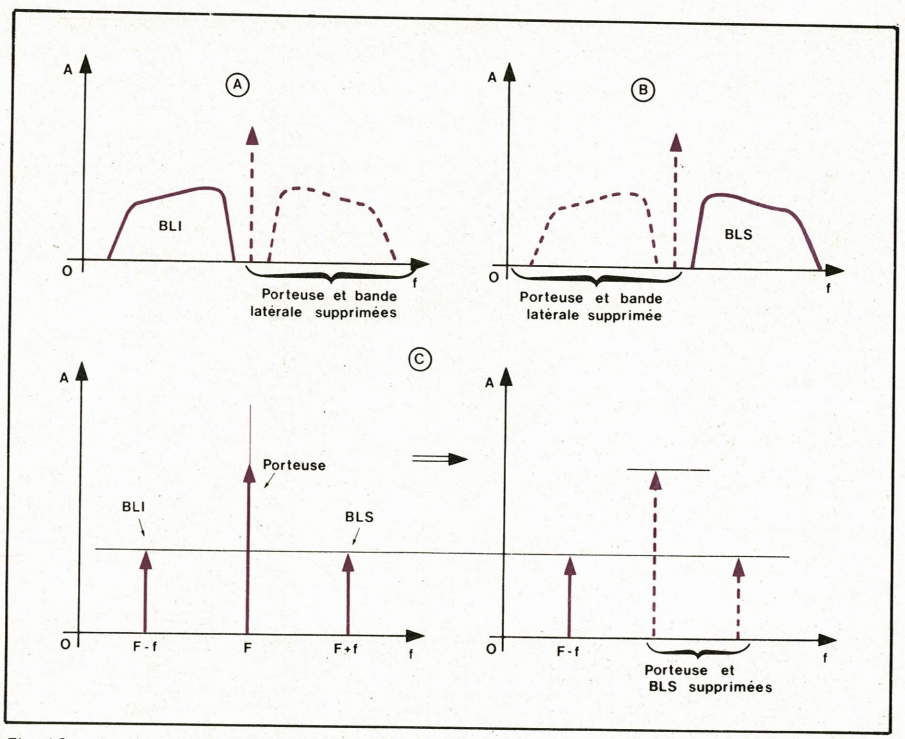


Fig. 16. – Aspect spectral d'une B.L.U. Pour le cas C, la représentation de gauche correspond à la modulation d'amplitude d'une porteuse F par une fréquence f (sinusoïde pure) et la représentation de droite à l'émission B.L.I. correspondante.

La bande passante nécessaire du récepteur n'est pas modifiée : 6 kHz comme dans le cas de la téléphonie A.M. Le facteur de bruit du récepteur est donc inchangé. Par contre, le procédé de réception est plus complexe et nécessite une stabilité en fréquence à toute épreuve aussi bien à l'émission qu'à la réception ou l'emploi des dispositifs du type P.L.L.

En résumé :

• La D.S.B. fournit 5 dB de gain par rapport à l'A.M. en permettant une meilleure exploitation des possibilités de l'étage final de l'émetteur (gain établi en prenant comme base l'égalité des puissances crêtes A.M. et D.S.B.).

• La D.S.B. n'offre pas d'avantage au point de vue encombrement spectral et suppose des procédés de détection assez élaborés.

• Le gain sur un canal de communication au passage AM/DSB provient uniquement de l'extrémité « émetteur ».

Comme nous venons de le voir, la

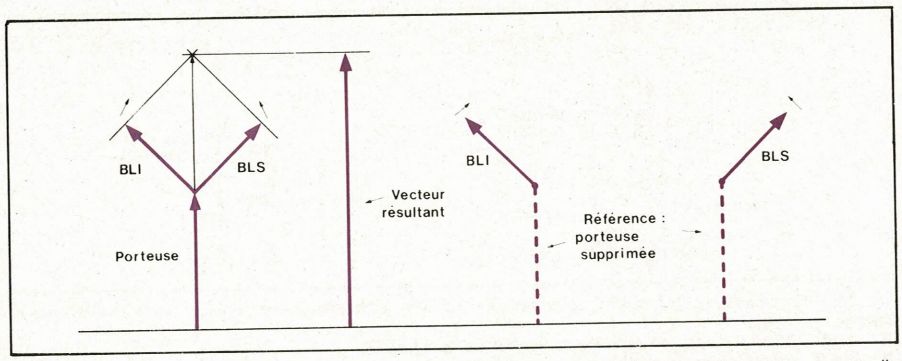


Fig. 17. – Représentation de Fresnel d'une B.L.U. permettant le passage à la représentation temporelle (voir fig. 18). Les diagrammes représentent de gauche à droite l'A.M. modulée à 100 % (cas général), la B.L.I. et la B.L.S. correspondantes.

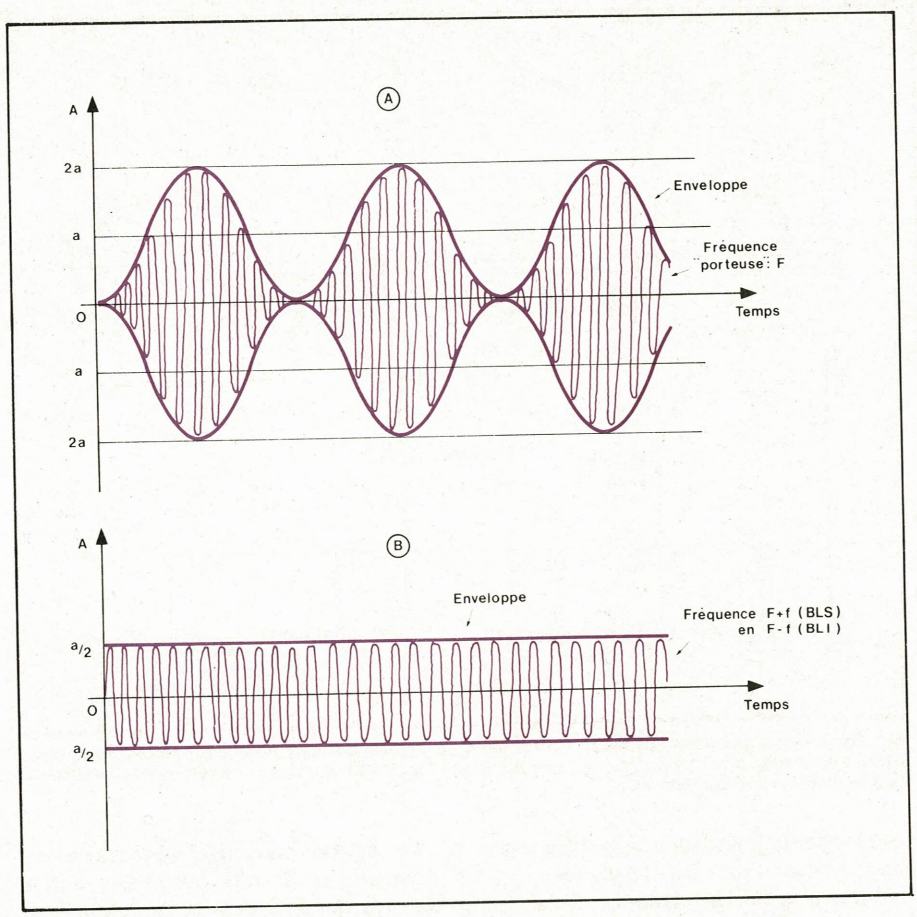


Fig. 18. – En A, A.M. modulée à 100 % ; en B, aspect temporel d'une B.L.U.

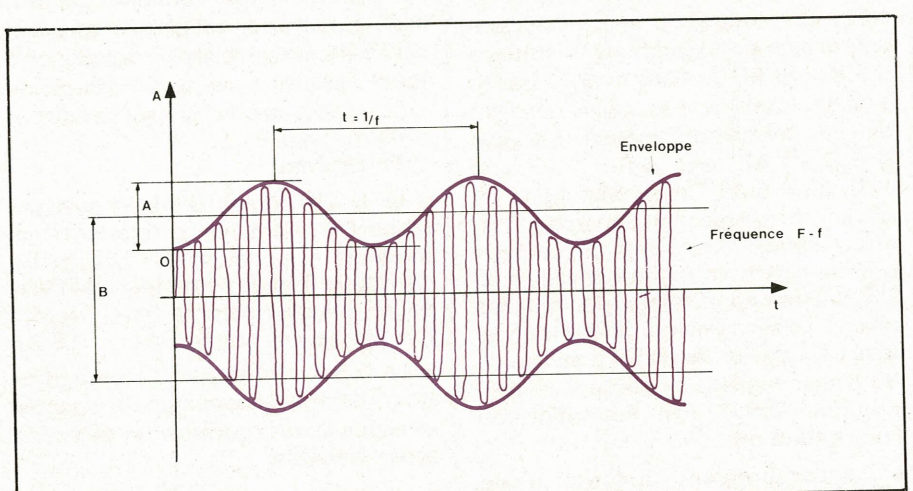


Fig. 19. – Mesure de la réjection de porteuse sur une émission en B.L.U. (B.L.I. dans le cas de l'exemple). Le rapport A/B donne la réjection de porteuse par exemple :
A/B = 0,1 ; suppression 20 dB
A/B = 0,05 ; suppression 26 dB
A/B = 0,01 ; suppression 40 dB.

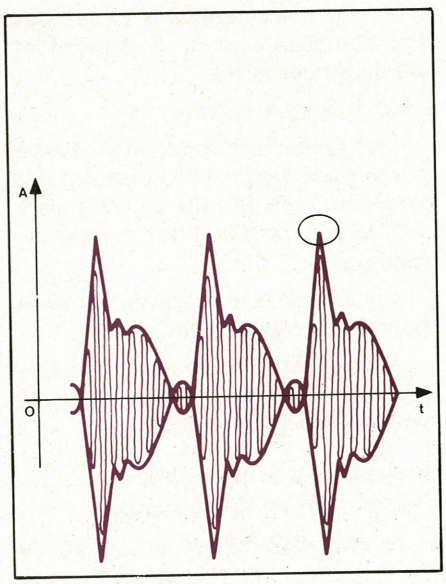


Fig. 20. – Aspect d'une B.L.U. avec un signal complexe, ici la parole (un « ooohhh » soutenu est prononcé devant le microphone).

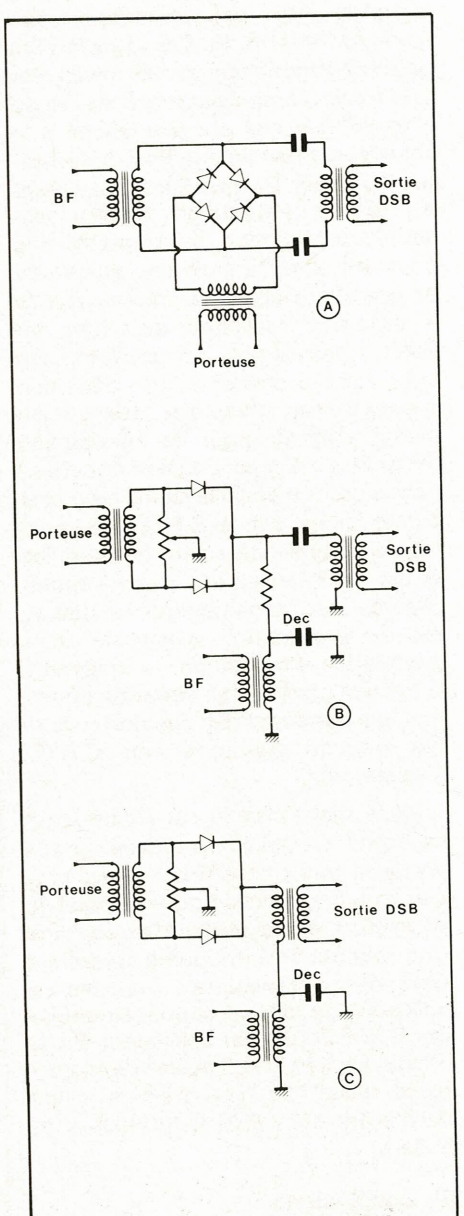


Fig. 21. – Modulateurs équilibrés à diodes.
A : en anneau
B : shunt
C : série

D.S.B. offre déjà un progrès considérable par rapport à l'A.M. : en évitant un gaspillage de puissance à l'émission, on parvient à gagner 5 dB, au prix, il est vrai, d'une complication des circuits d'émission et de réception.

On peut aller plus loin dans la voie de l'économie : on a remarqué à deux reprises déjà (conclusions sur l'A.M. et conclusions sur la D.S.B.) que les deux bandes latérales de ces types de modulation contiennent la même information : leur spectre est celui du signal modulant. Il y a redondance et l'on peut à priori se permettre de supprimer l'une de ces bandes latérales à l'émission. Si l'on supprime également la porteuse, on dit que l'on réalise une émission en bande latérale unique à porteuse supprimée. Comme en D.S.B., on peut transmettre, aux fins d'aider à la réception, une porteuse atténuée ; on parle alors d'émission en « bande latérale unique et porteuse atténuée ».

Selon que l'on supprime la bande latérale supérieure ou la bande latérale inférieure, on dit que l'on émet respectivement en B.L.I. (bande latérale inférieure) ou B.L.S. (bande latérale supérieure).

Les termes anglo-saxons correspondants sont :

B.L.U. : S.S.B. : single side band,
B.L.S. : U.S.B. : upper side band,
B.L.I. : L.S.B. : lower side band,
B.L.I.P.A. : L.S.B.A.C. : lower side band attenuated carrier,
B.L.S.P.A. : U.S.B.A.C. : upper side band attenuated carrier,
B.L.U.P.A. : S.S.B.A.C. : sigle side band attenuated carrier,
B.L.U.P.S. : S.S.B.S.C. : single side band suppressed carrier, etc.

1) Aspect spectral et aspect temporel

Le spectre d'une émission en B.L.U. est représenté par la figure 16 ; en A : spectre d'une B.L.I., en B : spectre d'une B.L.S. (cas d'une téléphonie). Dans le cas où le signal modulant est un signal sinusoïdal pur de fréquence f, on peut de suite remarquer que l'émission B.L.U. se ramène à l'émission d'une fréquence pure de fréquence F – f ou F + f selon la bande latérale retenue **(fig. 16C)**.

On peut, comme nous l'avons fait précédemment, lier l'aspect spectral et l'aspect temporel par la représentation de Fresnel **(fig. 17)**.

On retrouve bien le fait que l'émission en B.L.U. d'une fréquence f à l'aide d'une porteuse F, se ramène à l'émission d'une fréquence pure F + f ou F - f **(fig. 18)**.

2) Procédés de contrôle

• *Liés à l'aspect temporel :* Si le signal modulant est un signal sinusoïdal pur, on obtient en attaquant la voie y de l'oscilloscope par le signal modulé un oscillogramme du type de celui de la **figure 18B**.

Si la suppression de porteuse est imparfaite, on voit apparaître un battement entre la bande latérale transmise (par exemple B.L.I., à la fréquence F – f) et la porteuse. Ce battement apparaît comme une modulation d'amplitude à la fréquence f, de la fréquence F – f.

Plus le taux de modulation apparent est important, moins la suppression de porteuse est bonne. On dispose là d'un moyen de mesure simple de la réjection de porteuse **(voir fig. 19)**.

Si le battement qui apparaît est à la fréquence 2f, on peut déduire que c'est la réjection de la bande latérale indésirée qui est insuffisante. La mesure du rapport A/B donne la réjection de bande latérale non désirée.

Bien sûr, si l'on observe une émission entachée de tous les maux, les deux phénomènes peuvent apparaître simultanément.

Si le signal modulant est un signal complexe (parole par exemple) l'oscillogramme a l'allure de la **figure 20.** Il faut bien prendre garde d'éviter la confusion avec une modulation d'amplitude : si le signal modulant disparaît, l'amplitude du signal modulé se réduit à zéro alors que dans le cas de l'A.M., l'amplitude devient celle de la porteuse (voir les diagrammes de la **fig. 17)**. Par ailleurs, la fréquence « remplissant » l'enveloppe varie en fonction du signal modulant pour la B.L.U. alors qu'elle

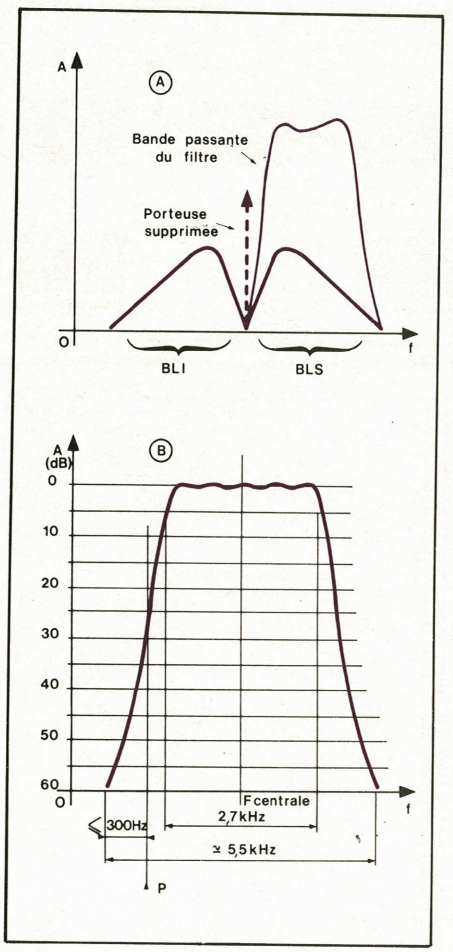


Fig. 22. – Sélection de la bande latérale par filtrage : dans notre exemple, émission en B.L.S.
A : principe
B : détail de la bande passante du filtre nécessaire. Le point P à – 25 dB est celui où l'on pontionne la porteuse. Le facteur de forme 6 dB/60 dB est égal à 5,5/2,7 kHz ≃ 2.

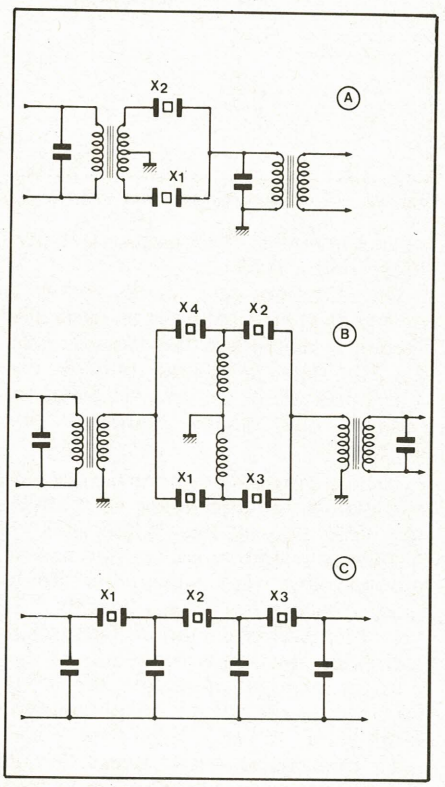


Fig. 23. – Schémas de principe de quelques types de filtres à quartz.
A : demi-treillis
B : treillis
C : en échelle

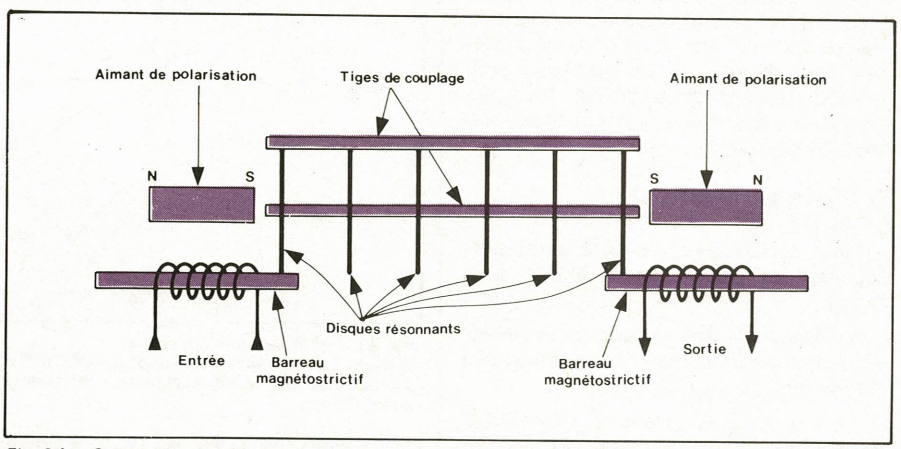


Fig. 24. – Constitution schématique d'un filtre mécanique ; il peut y avoir jusqu'à neuf disques résonnants afin d'améliorer la verticalité des flancs de la bande passante du filtre.

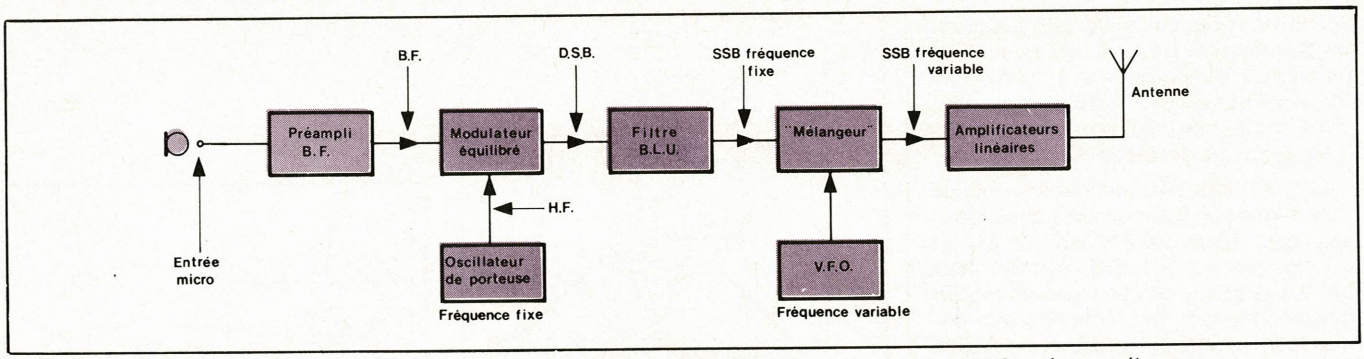


Fig. 25. – Schéma synoptique d'un émetteur B.L.U. permettant l'émission sur diverses fréquences grâce à un V.F.O. et à un « mélangeur ».

est constante et égale à celle de la porteuse pour l'A.M.

On peut alors dans ce cas vérifier la qualité de la modulation et en particulier l'absence d'écrêtage des pointes **(voir fig. 20** – détail cerclé) qui traduirait une surmodulation ou un mauvais fonctionnement des étages d'amplification linéaire.

Un autre procédé de contrôle consiste à appliquer simultanément au modulateur deux signaux sinusoïdaux purs, de fréquences légèrement différentes et d'amplitudes rigoureusement identiques : c'est le « Two Tones Test » (T.T.T.) ou « méthode deux tons ». On obtient alors des oscillogrammes tout à fait comparables à ceux de la D.S.B. **(fig. 11),** la périodicité du phénomène étant alors $t = 1/f_1 - f_2$ ou f_1 et f_2 sont les fréquences des deux « tons ». Ce type d'essais est surtout employé pour vérifier la linéarité des circuits suivant le modulateur (mélangeurs, amplificateurs linéaires, etc.), et met également en évidence la mauvaise réjection de porteuse.

● *Liés à l'aspect spectral :* L'analyse spectrale fournit des images du type de la **figure 16.** Les réjections de bande latérale non désirée et de porteuse sont immédiatement mesurables, tous les analyseurs étant directement étalonnables en décibels.

3) Procédés d'obtention de la B.L.U.

Deux techniques très différentes permettent de passer de la D.S.B. à la B.L.U. :

– *le filtrage :* technique la plus évidente, qui consiste à éliminer par filtrage la bande latérale non désirée.

– *Le « phasing » :* procédé plus subtil dans lequel la bande latérale est supprimée grâce à la réinjectin de son « double » en opposition de phase.

● **Le filtrage** : On élabore tout d'abord un signal D.S.B. : la fréquence porteuse est modulée par la sortie d'un amplificateur basse fréquence dans un étage dit « modulateur équilibré ». Ce circuit pemet l'élimination quasi-totale de la porteuse en ne fournissant en sortie que les deux bandes latérales. Diverses réalisations sont possibles : modulateur à diodes : modulateur en anneau modulateur shunt, modulateur série **(voir fig. 21)** ; multiplieurs constitués par des « paires différentielles » (disponibles actuellement sous forme de circuits intégrés : MC 1496, SL 640C...) ; certains appareils employent encore des tubes et en particulier les tubes à déviation de faisceau type 7360 qui permettent d'obtenir des résultats remarquables (60 dB de réjection de porteuse).

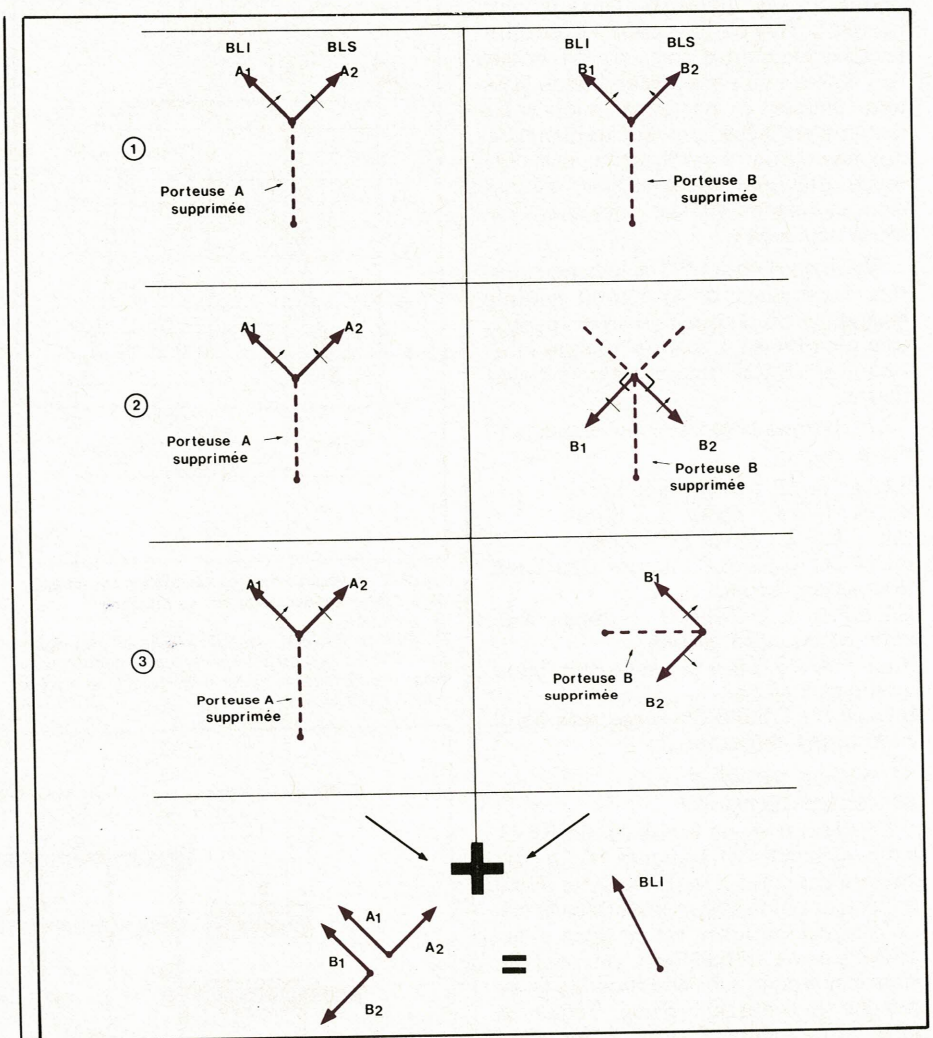


Fig. 26. – Principe du « phasing » :
2 droite : on voit un retard de phase de 90 º du signal BF par rapport au cas 1 droite.
3 droite : on voit un déphasage de – 90 º de la porteuse B avant modulation en plus du déphasage du signal BF.

On procède ensuite à l'élimination de la bande latérale non désirée à l'aide de filtres de bandes à très fort coefficient de surtension et à très forte sélectivité **(fig. 22).** L'atténuation obtenue est déterminée uniquement par les caractéristiques du filtre, qui doivent bien sûr être très stables (dans le temps, en fonction de la température, etc.). On utilise le plus fréquemment des filtres à quartz (demi treillis, treillis, en échelle, etc.) **(voir fig. 23)** qui assurent les caractéristiques nécessaires même pour des fréquences relativement élevées (domaine d'utilisation : de quelques centaines de kilohertz à dix mégahertz), des filtres mécaniques qui exploitent des phénomènes de magnétostriction et de résnnance mécanique au lieu de résonance électrique (domaine d'utilisation : 50 kHz à 1 MHz) **(voir fig. 24).** Parfois, on cascade plusieurs filtres afin d'améliorer les performances de réjection. On notera en observant la **figure 22** que le filtre participe à la réjection globale de la porteuse et améliore les performances des modulateurs équilibrés. La **figure 25** donne le schéma synoptique d'un émetteur B.L.U. employant la technique du filtrage et permettant l'émission sur diverses fréquences grâce à un V.F.O. (Varying Fréquency Oscillator) et à un circuit de changement de fréquence (appelé à tort, de façon courante

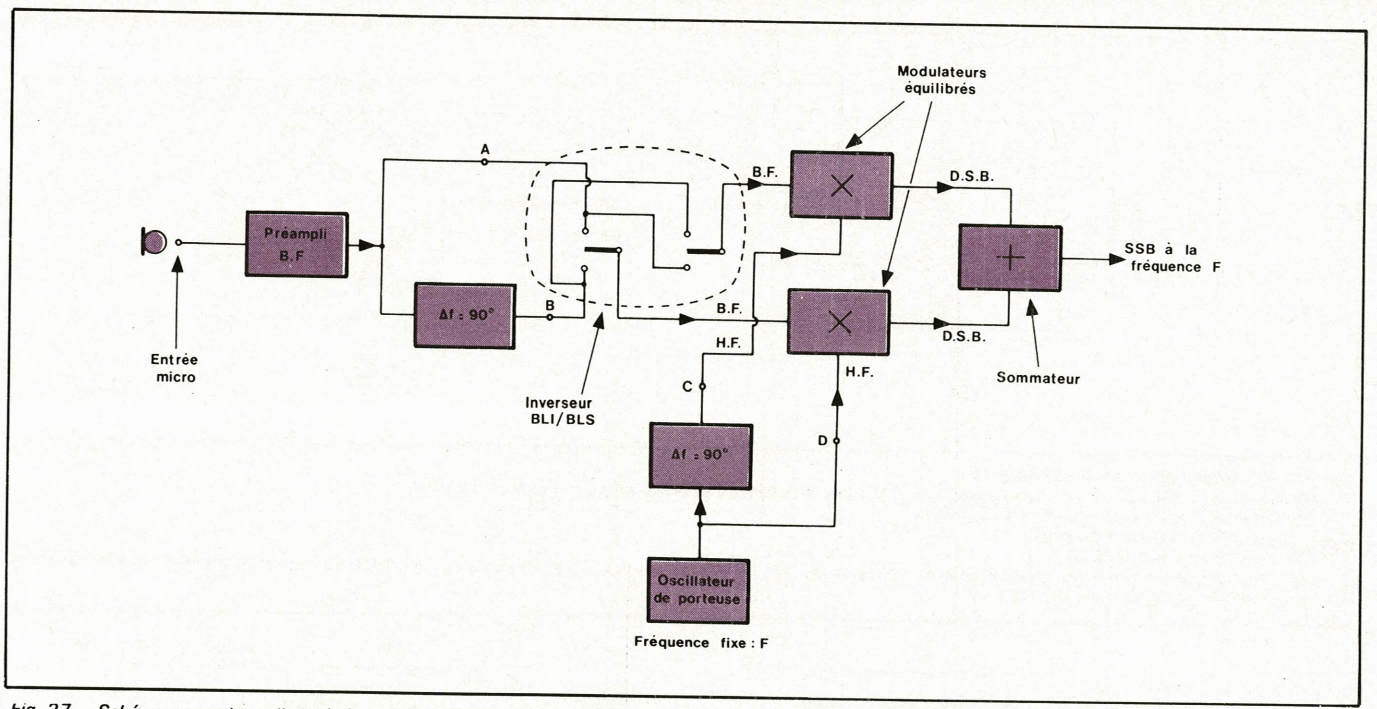


Fig. 27. – Schéma synoptique d'un générateur B.L.U. utilisant la technique du phasing. Pour constituer un émetteur, ce générateur peut être complété par des étages de changement de fréquence, un V.F.O. et des étages d'amplification linéaire (voir fig. 25).

« mélangeur ». Il s'agit en fait d'un multiplicateur).

La technique du filtrage présente de nombreux avantages, nous le verrons plus loin, sur la technique du « phasing ».

• **Le « phasing »** : La **figure 26** permet de comprendre facilement le principe du « phasing » : considérons deux porteuses A et B, de même fréquence et de même phase ; si chacune d'elles est modulée dans un modulateur équilibré par un même signal basse fréquence, on obtient les signaux D.S.B. de la **figure 26.1**. Supposons maintenant que le signal basse fréquence de modulation subisse un déphasage de 90° avant de moduler la porteuse B ; on obtient alors les bandes latérales de la **figure 26.2** (sens de déphasage choisi arbitrairement). Si de plus nous faisons subir à la porteuse B, avant modulation, un déphasage de 90° (sens de déphasage choisi arbitrairement), nous obtenons les signaux de la **figure 26.3**.

Si l'on fait alors l'addition des deux signaux modulés, on constate :

– que les bandes latérales A_1 et B_1 sont en phase et s'ajoutent,

– que les bandes latérales A_2 et B_2 sont en opposition de phase et s'annulent.

Le résultat cherché est atteint ! On obtient bien une B.L.U. Selon le sens du déphasage de la porteuse, ou du déphasage du signal basse fréquence, on peut donc, avec ce principe, éliminer l'une ou l'autre des bandes latérales et réaliser une émission en B.L.I. ou en B.L.S.

Ce que nous venons d'expliquer en prenant pour signal modulant un signal sinusoïdal pur reste bien sûr valable pour des signaux complexes tels ceux de la voix. On voit cependant surgir le problème majeur du « phasing » : il va falloir déphaser de 90° toutes les composantes du signal de modulation, c'est-à-dire que le circuit employé devra donner un déphasage de 90° **précisément** pour des fréquences comprises, dans le cas de la téléphonie, entre 300 et 3 000 Hz, ce qui pose quelques problèmes technologiques... !

La **figure 27** donne le schéma synoptique d'un émetteur B.L.U. type « phasing ». La **figure 28** représente les principes de quelques déphaseurs B.F. et H.F. susceptibles d'être employés dans cette technique.

Comparaison filtrage / phasing, discussion

L'intérêt du « phasing » est assez évident : le dispositif est relativement simple et économique. Ce principe permet d'autre part la génération de signaux B.L.U. sur une fréquence quelconque (pas d'impératif de disponibilité de filtres à quartz ou de filtres mécaniques sur la fréquence choisie). Ces avantages sont de peu de poids devant un inconvénient majeur : la stabilité des résultats (réjections de porteuse et de bande latérale désirée) est étroitement liée à la stabilité des déphasages fournis par les deux réseaux déphaseurs (H.F. et B.F.).

Par ailleurs le déphaseur basse fréquence pose un problème technologique : s'il est en effet très simple d'obtenir, à une fréquence donnée, deux signaux déphasés de 90°, il est difficile de maintenir ce déphasage, disons à 1° près, sur une plage de fréquence allant de 300 à 3 000 Hz. Le réseau déphaseur assurant ces performances est le cœur du système « phasing ».

Ce déphaseur doit bien sûr être précédé d'un amplificateur basse fréquence passe-bande très efficace établi de façon à ce qu'aucune fréquence pour laquelle le déphasage ne serait pas parfait ne parvienne au réseau déphaseur. La **figure 29** donne un exemple de caractéristique phase/fréquence d'un réseau déphaseur commercial de hautes performances.

On pourrait démontrer qu'une erreur de phase de 1° dans l'un des deux déphaseurs ramène la suppression de bande latérale non désirée à 40 dB, une erreur de 2° à 35 dB, une erreur de 3° à 30 dB. Dans le même ordre d'idée, on pourrait montrer que les amplitudes des signaux B.F. déphasés et H.F. déphasés doivent être ajustées avec autant de précision que les phases : un écart de 1 % entre les deux tensions B.F. réduit la suppression à 45 dB, un écart de 2 % à 40 dB, une erreur de 4 % à 35 dB.

Ces chiffres, comparés aux critères minimaux d'une bonne B.L.U.,(40 dB de suppression de bande latérale) montrent combien les réglages d'un « phasing » sont délicats et peuvent être influencés par diverses 1

C'est la raison essentielle qui fait préférer le filtrage au « phasing », tout au moins tant que seul l'aspect « efficacité » de la liaison téléphonique est envisagé.

Inversement, si l'on songe à la radiodiffusion et à la transmission de programmes musicaux, le « phasing » redevient roi : le réseau de la **figure 29** permet 35 dB de suppression de bande latérale sur la plage 100 Hz 12 kHz. Un dispositif à filtre (à quartz ou mécanique) permettrait mieux que 40 dB mais sur une plage plus restreinte (300 – 3 000 Hz). Peut-être verrons-nous bientôt des émetteurs de radiodiffusion en B.L.U. Ceci serait une solution aux problèmes actuels d'encombrement du spectre... !

4) Procédés de réception

La démodulation (ou détection) de signaux B.L.U. suppose la régénération locale, dans le récepteur, de la porteuse absente à l'émission. Cette fonction est confiée à un oscillateur local, dit oscilla-

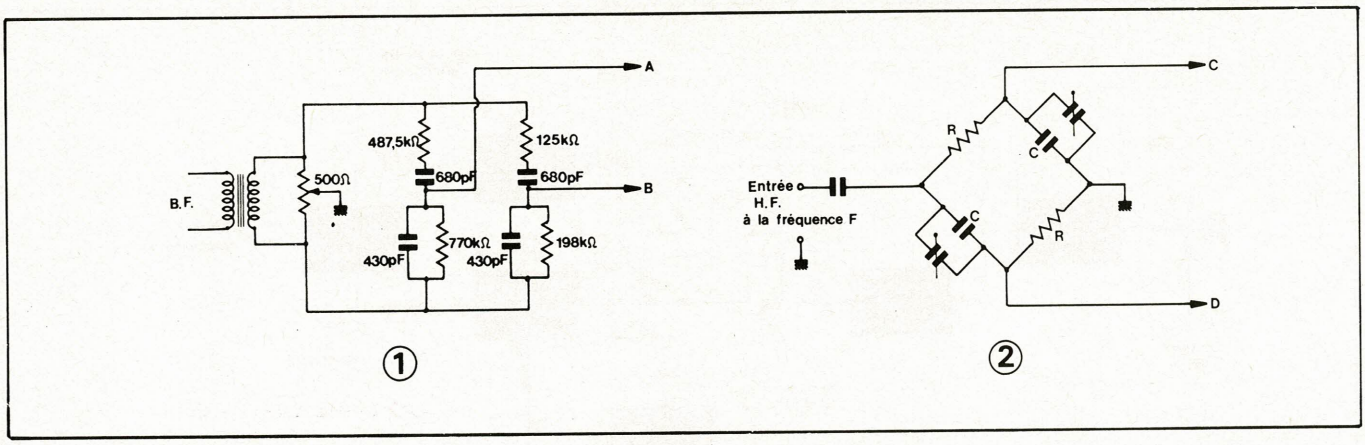
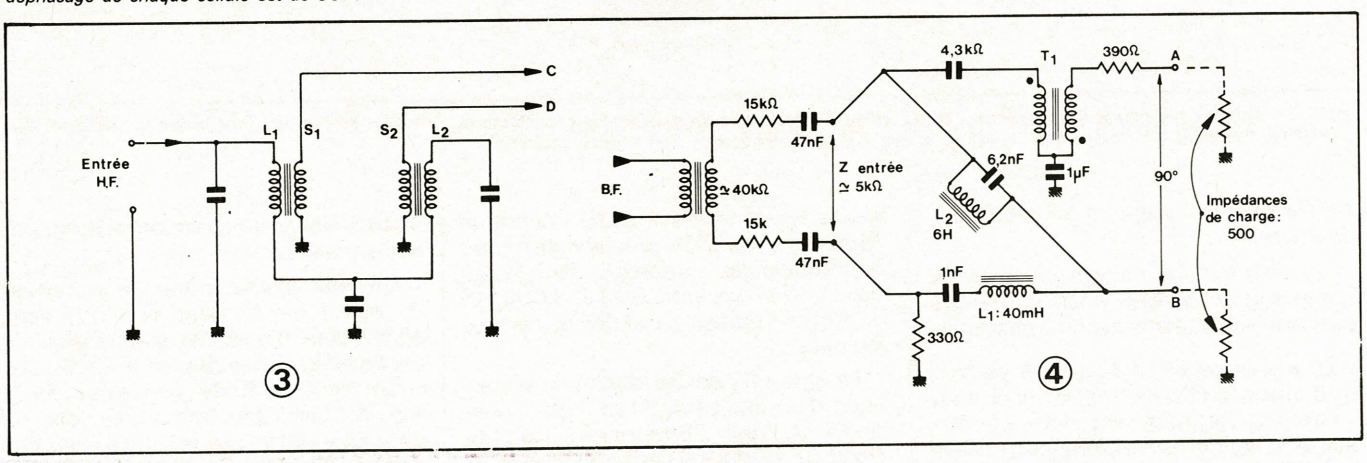
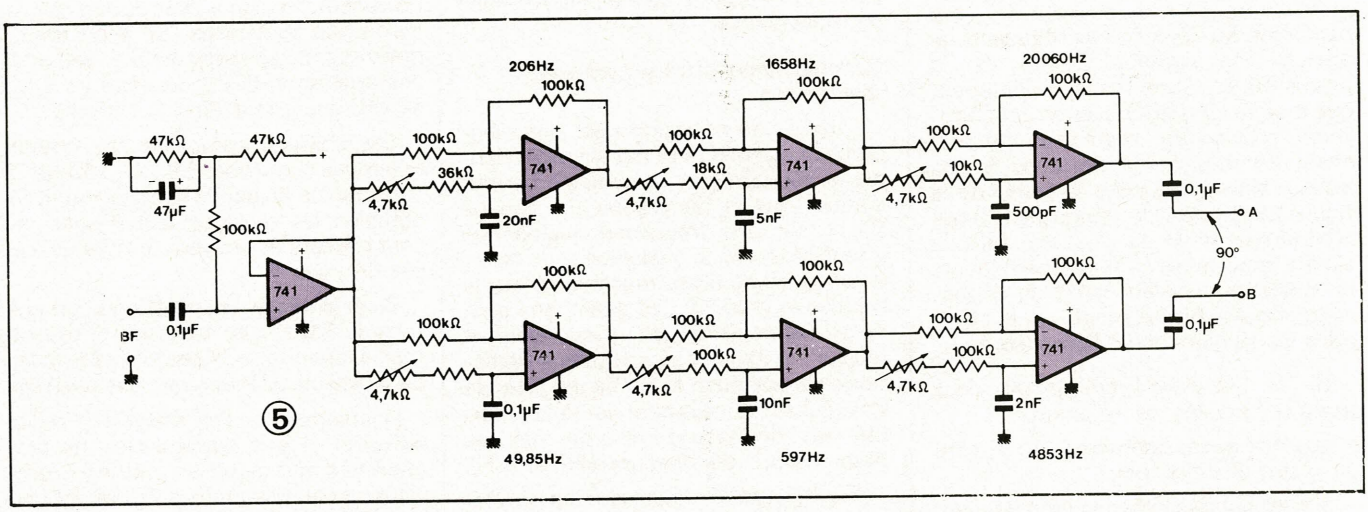


Fig. 28. – Quelques schémas de déphaseurs :
1 - déphaseur B.F. 300/3000 Hz ; les points A et B doivent attaquer un circuit à haute impédance d'entrée.
2 - déphaseur H.F. à cellules R.C. ($f = 1/2\pi RC$).
3 - déphaseur H.F. à circuits couplés.
4 - déphaseur B.F. à circuit RLC.
5 - déphaseur B.F. à circuits actifs capable de tenir un déphasage de 90° ± 2° de 100 Hz à 10 kHz. Les fréquences indiquées sont celles pour lesquelles le déphasage de chaque cellule est de 90°.





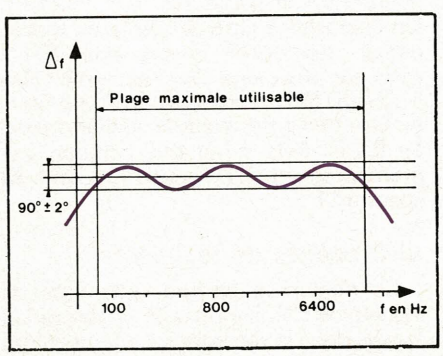


Fig. 29. – Diagramme phase/fréquence d'un réseau déphaseur commercial de hautes performances.

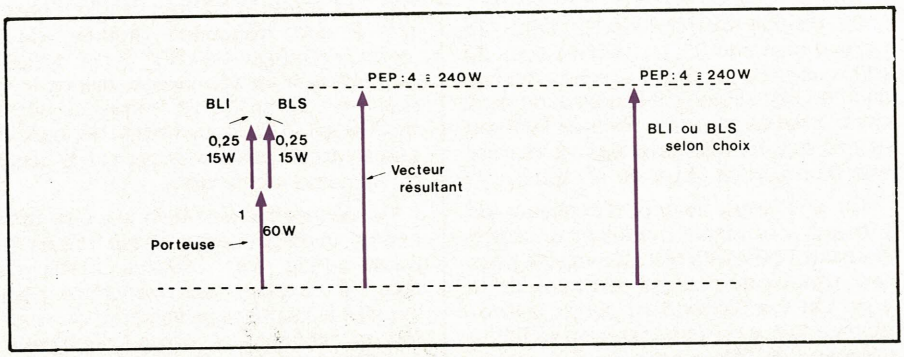


Fig. 30. – Comparaison A.M./S.S.B. à puissances P.E.P. égales, grâce aux représentations de Fresnel. A gauche, A.M. modulée à 100 % (cas B de la fig. 6) ; à droite, S.S.B. à même puissance crête que l'A.M.

teur de battement (B.F.O) qui attaque un étage multiplicateur. Cet étage effectue le produit entre le signal reçu et la porteuse régénérée localement et restitue donc le signal basse-fréquence de modulation. Cet étage est par conséquent baptisé « détecteur de produit ».

On comprend la nécessité d'employer des émetteurs et des récepteurs à haute stabilité de fréquence. Tout décalage entre la fréquence de la porteuse et la fréquence du B.F.O. (au décalage de la valeur de la moyenne fréquence près dans le cas de la réception superhétérodyne) se traduit par une translation vers les fréquences supérieures ou vers les fréquences inférieures du spectre du signal basse fréquence détecté.

Les techniques actuelles permettent de s'affranchir de ces problèmes. Par ailleurs, il est toujours possible de transmettre quand-même une porteuse atténuée destinée à piloter un dispositif « phase lock » dans le récepteur.

5) Conclusions sur la B.L.U.

Comme la D.S.B., la B.L.U. permet de mieux exploiter les possibilités de l'étage final de l'émetteur qui n'a à transmettre que de l'information utile : la bande latérale choisie.

Si nous reprenons notre exemple, l'étage final capable de fournir en A.M. 240 watts en crête de modulation sans distorsion pourra fournir 240 watts en crête en B.L.U., totalement efficaces du point de vue télécommunication **(voir fig. 30)**.

Côté émission, le gain théorique B.L.U./AM est donc :

$$10 \log 240/30 = 9 \text{ dB}$$

Par ailleurs, le spectre du signal émis est deux fois moins large que le spectre du signal A.M. ou d.s.b. correspondant. On peut donc réduire d'un facteur de la bande passante du récepteur, ce qui permet de gagner 3 dB sur le bruit. Ce faisant, si l'on écoutait encore le signal A.M. pris comme référence (240 watts pep), on constaterait une diminution du niveau B.F. détecté de – 3 dB (on ne reçoit plus alors qu'une des deux bandes latérales).

Le gain global B.L.U./A.M., sur tout le canal de communication est donc 9 dB + 3 dB – 3 dB = 9 dB

$$\text{B.L.U.} = +9 \text{ dB...} !$$

Pour obtenir ces 9 dB, il faudrait utiliser un émetteur A.M. huit fois plus puissant ! En fait, on considère le chiffre de 8 dB puisque, comme pour la D.S.B., les circuits amplificateurs de puissance, du type linéaire, ont un moins bon rendement que les étapes classe C utilisables en A.M.

Le tableau de la **figure 5** résume totalement la comparaison que nous venons de faire pas à pas.

Signalons un troisième avantage de la B.L.U., corollaire du précédent : la B.L.U. est beaucoup moins sensible que l'A.M. aux distorsions dues aux phénomènes de propagation (« fading » sélectif par exemple).

En résumé :

- La B.L.U. permet globalement 8 dB de gain par rapport à l'A.M. (gain établi en prenant comme base l'égalité des puissances crête).
- La B.L.U. permet un gain de 50 % de largeur du spectre du signal émis.
- La B.L.U. suppose l'emploi de procédés de réception assez élaborés mais est moins sensible que l'A.M. aux distorsions de propagation (fading, « multipath », etc.).

Conclusion

Malgré notre long exposé, il y aurait encore énormément à dire sur la B.L.U. : les filtres à quartz ou les filtres mécaniques pourraient à eux seuls constituer des sujets d'articles. Nous espérons avoir intéressé le lecteur et répondu aux questions « pourquoi » et « comment » la B.L.U. ?

Nous pensons consacrer un prochain article à la description d'une « 3e méthode » d'obtention de la B.L.U., différente du filtrage et du phasing ainsi qu'à l'exposé de procédés dérivés, plus ou moins complexes actuellement en cours d'élaboration.

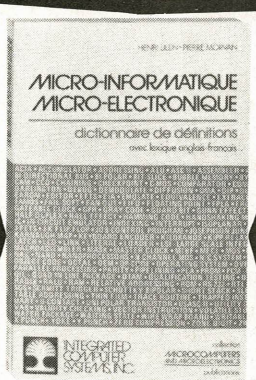
L'auteur se tient à la disposition des lecteurs pour leur fournir tout renseignement complémentaire.

D. HEYDEN

UN OUVRAGE UNIQUE DIFFUSÉ EN FRANCE PAR E.T.S.F.

HENRI LILEN ET PIERRE MORVAN

MICRO-INFORMATIQUE
MICRO-ELECTRONIQUE
DICTIONNAIRE DE DEFINITIONS
AVEC LEXIQUE ANGLAIS-FRANÇAIS



PRIX 92F

Le dictionnaire que vous attendiez en français

S'inspirant de l'ouvrage « MICROCOMPUTERS and MICROELECTRONICS Dictionary and Guide » mais tenant compte des acquis de la langue française et de la législation, ce dictionnaire en français regroupe environ un millier de mots, sigles et expressions utilisés en micro-électronique et en micro-informatique, avec leurs définitions françaises et leur traduction (français-anglais).
Il comporte également un lexique de rappel anglais-français.
Nombreux sont les mots, sigles ou expressions qui y figurent et que l'on ne trouvera dans aucun autre dictionnaire publié à ce jour.
352 pages. Format 13,5 x 21.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 Paris
(Aucun envoi contre remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. En port recommandé + 3 F).

Pistolet Soudeur

MINI-30 ENGEL
30 watts 220 volts
bi-tension 110/220 volts
Longueur : 250 mm (sans panne : 180 mm)
Largeur : 24 mm - Hauteur : 26 mm.

Modèle 60 W - Modèle 100 W

Pistolet soudeur
à transformateur incorporé, basse tension de sortie 0,4 V.
Contrôle de fonctionnement à voyant lumineux.
Indispensable pour les travaux fins de soudage. Sécurité des circuits et des composants (0,4 volts). Fin, robuste, précis, rapide, économique et c'est un soudeur ENGEL.

en vente chez vos grossistes
Renseignements : DUVAUCHEL
3 bis, rue Castérès 92110 CLICHY Tél. 737.14.90

RAPY

AUTOMATIC TESTING 78

Centre International de Paris

France.

EXPOSITION 24 25 26 OCTOBRE 1978

CONFERENCE 23 24 25 26 OCTOBRE 1978

6 ème MANIFESTATION INTERNATIONALE

La plus importante manifestation mondiale consacrée aux équipements de test automatique se tiendra à Paris, en octobre 1978 au C.I.P. (Centre International de Paris, porte Maillot).

Elle regroupe une exposition, associée à des conférences techniques qui seront présentées par d'éminents experts de réputation internationale. Les thèmes retenus couvrent tous les aspects du test, du composant à l'aérospatial et au militaire.

L'exposition qui rassemblera les principaux fabricants de matériel de test automatique n'a aucun équivalent au monde.

LES THEMES DES CONFERENCES

1.	L'Influence des facteurs Economiques et Main d'oeuvre sur l'utilisation des Systèmes Automatiques de Contrôle (S.A.C.)	23 octobre 14.00/17.30
2.	Contrôle des Composants	24 octobre 09.00/12.30
3.	Logiciel	24 octobre 14.00/18.00
4.	Les Systèmes automatiques de contrôle (S.A.C.) pour la production et la réparation d'équipements	25 octobre 09.00/17.30
5.	Le contrôle et la réparation de systèmes complexes	26 octobre 09.00/12.30
6.	Techniques de pointe et développements futurs	26 octobre 14.00/17.30

EXPOSANTS

MEMBRAIN
GOULD ADVANCE
WARREN POINT
SFENA
AEROSPATIALE
FAIRCHILD
COLUMBIA AUTOMATIONS
JOURNAL OF ATE
ALKAN
GEC MARCONI ELECTRONICS
TECHNOLOGY RESOURCES
ADAR
MACRODATA
ROHDE & SCHWARZ
MATRA
OK MACHINE & TOOL
GENRAD
ZEHNTEL
LSI
TEKELEC
BRITISH AEROSPACE
TERADYNE
YREL
HEWLETT PACKARD
FLUKE
RACAL DANA
TEKTRONIX
OSTBY & BARTON
PHILIPS
LORLIN
RACAL AUTOMATION
SCHLUMBERGER
BENDIX
LUCAS AEROSPACE
COMPUTER AUTOMATION
MARCONI INSTRUMENTS
MARCONI SPACE & DEFENCE SYSTEMS
MARCONI ELLIOTT AVIONIC SYSTEMS
BFI
MTL MICROTESTING
KEITHLEY INSTRUMENTS

MEMBER aeo ASSOCIATION OF EXHIBITION ORGANISERS

Pour obtenir tous les détails concernant une inscription aux conférences internationales, ou pour obtenir une entrée gratuite à l'exposition contactez:

Mme. C. MORVAN, 3 allée Maurice Utrillo, 92290 CHATENAY MALABRY, PARIS, FRANCE.
Tel: 631 56 26.

NETWORK, Printers Mews, Market Hill, BUCKINGHAM, ANGLETERRE. Tel: (028 02) 5226/5227.

ace international

L'emploi des ondes de plus en plus courtes n'est pas sans poser un certain nombre de problèmes quant aux effets biologiques sur les êtres vivants. Effets bénéfiques permettant un emploi éventuel en thérapeutique ; effets nuisibles nécessitant des mesures de sécurité et de protection chez le personnel travaillant à proximité d'émetteurs puissants. Qu'en est-il exactement ! probablement la meilleure et la pire des choses, comme la radioactivité.

Effets biologiques des champs électromagnétiques non ionisants

Devant de telles technologies il faut savoir faire amende honorable et reconnaître le caractère insidieux de certaines actions physiques. Il est toujours aisé de trouver une cause aux effets spectaculaires ; il n'en est pas de même lorsque les effets sont diffus, noyés parmi d'autres effets totalement indépendants. C'est en passant des ondes métriques, aux ondes millimétriques, puis en augmentant la puissance des générateurs qui atteignent quelques mégawatts, qu'apparaissent des problèmes attirant l'attention des spécialistes.

Il est intéressant de faire le point de cette question notamment à la suite de l'**International Conference and Exhibition designed for the Microwave Community** qui s'est tenu à Copenhague en 1977 et à Paris en 1978, et du stage sur la **Sécurité du personnel exposé à une ambiance électromagnétique,** organisé par l'**ADERA** et l'**université de Bordeaux II,** du 15 au 17 novembre 1977, à Bordeaux.

Les applications des courants de haute fréquence sont essentiellement les télécommunications et les divers systèmes de détection du type radar. Les applications médicales (d'Arsonvalisation) font appel aux effets thermiques de la haute fréquence (diathermie), et si le conducteur qui amène le courant n'est plus une électrode à large surface, mais une pointe, l'échauffement local est suffisant pour coaguler la substance biologique. Dans certaines conditions, il est même possible de couper des tissus en réduisant considérablement l'hémorragie, c'est le bistouri électrique.

Ces effets thermiques sont bien connus et nous nous attarderons assez peu sur cet aspect du problème. En revanche, le champ électromagnétique entourant un être humain lui apporte des perturbations d'ordre physiologique et mérite, à ce titre, d'être examiné attentivement. Les effets biologiques de ce champ électromagnétique ont été étudiés aux USA et en URSS et c'est vers l'année 1960, que l'adoption de standard de sécurité a fait apparaître des divergences dans le résultat des travaux. Les recherches ont donc été abandonnées à cette époque aux USA, pour reprendre en 1970 dans le cadre de l'OTAN. En URSS, les études se sont poursuivies, mais davantage orientées vers la parapsychologie.

En France, c'est l'armée de l'air (CERMA) et la marine (CERB) qui s'intéressent à ce problème, sans compter les organismes privés. Sur le plan international, l'Organisation Mondiale de la Santé (OMS) et la Communauté Economique Européenne (CEE), abordent ce domaine sur le plan légis-

latif, ce qui montre l'intérêt que suscite de telles études.

Le champ électromagnétique

Précisons tout d'abord que les ondes sonores et ultra-sonores sont des ondes de pression et elles n'entrent pas dans la gamme des ondes électromagnétiques. Les ondes électromagnétiques sont constituées d'un champ électrique E et d'un champ magnétique H, en phase, orthogonaux entre eux et variant selon une loi sinusoïdale. Les champs sont perpendiculaires à la direction de la propagation **(fig. 1)**.

La répartition du rayonnement électromagnétique est continue depuis les fréquences les plus basses jusqu'aux rayons X et même gamma, de fréquence très élevée. Le spectre se scinde en deux au niveau d'une énergie de 13,6 eV. D'un côté, vers les hautes énergies, au-delà de l'ultra violet lointain, nous avons les rayonnements ionisants. De l'autre côté, vers les basses énergies et comprenant la lumière visible et les ondes radioélectriques, nous avons les rayonnements non ionisants. C'est dans cette partie du spectre que nous trouvons le domaine des hyperfréquences, appliquées notamment au radar **(fig. 2)**.

Ce rayonnement non ionisant a tout de même des effets curieux car, lorsque l'on irradie un tube fluorescent d'éclairage au moyen d'un rayonnement radar, le tube s'illumine. Il semble donc que le champ électrique du rayonnement soit suffisant pour accélérer les ions libres du gaz contenu dans le tube. Le libre parcours des ions étant grand, par suite de la basse pression du gaz, il se produit une ionisation par choc. Cette propriété est d'ailleurs mise à profit dans la réalisation d'un détecteur, à l'aide d'un tube néon.

L'augmentation des besoins en matière de télécommunications liée au fait que plus une fréquence est élevée et plus grande est la quantité d'informations qu'elle peut véhiculer, aboutit à un élargissement du spectre des hyperfréquences utilisé. Ce choix est un compromis car une fréquence élevée permet un meilleur pouvoir séparateur mais, subit une absorption importante due à l'humidité, à la pluie ; en outre, elle exige un matériel complexe et fragile.

Le principe même du radar est d'envoyer un puissant rayonnement en direction d'un obstacle à détecter, puis de recueillir l'onde réfléchie. Celle-ci est dispersée dans toutes les directions et seule une infime fraction parvient à l'observateur. Il est donc indispensable d'utiliser une antenne de réception à

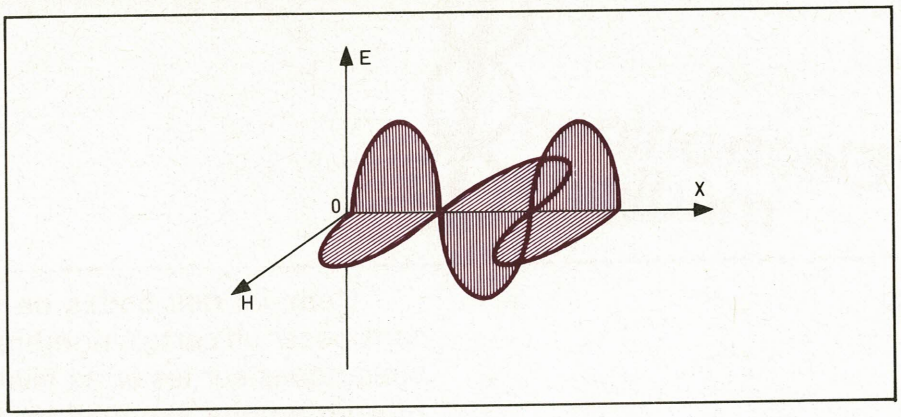


Fig. 1. – Propagation d'une onde électromagnétique.

λ	F_{Hz}	E_{eV}
10^{-3} Å	3.10^{21}	$1,24.10^{7}$
10^{-1} Å	3.10^{19}	$1,24.10^{5}$
20 Å	$1,5.10^{17}$	6.10^{2}
10^{-6} m	$3,28.10^{15}$	13,6
10^{-6} m	$7,5.10^{14}$	3
10^{-6} m	$3,75.10^{14}$	1,5
10^{-4} m	3.10^{12}	$1,24.10^{-2}$
10^{-3} m	3.10^{11}	$1,24.10^{-3}$
10^{-2} m	3.10^{10}	$1,24.10^{-4}$
10^{-1} m	3.10^{9}	$1,24.10^{-5}$
1 m	3.10^{8}	$1,24.10^{-6}$
10 m	3.10^{7}	$1,24.10^{-7}$
10^{2} m	3.10^{6}	$1,24.10^{-8}$
10^{3} m	3.10^{5}	$1,24.10^{-9}$
10^{4} m	3.10^{4}	$1,24.10^{-10}$
10^{5} m	3.10^{3}	$1,24.10^{-11}$

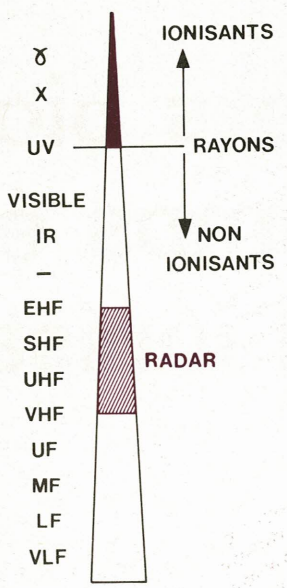


Fig. 2. – Répartition du rayonnement électromagnétique.

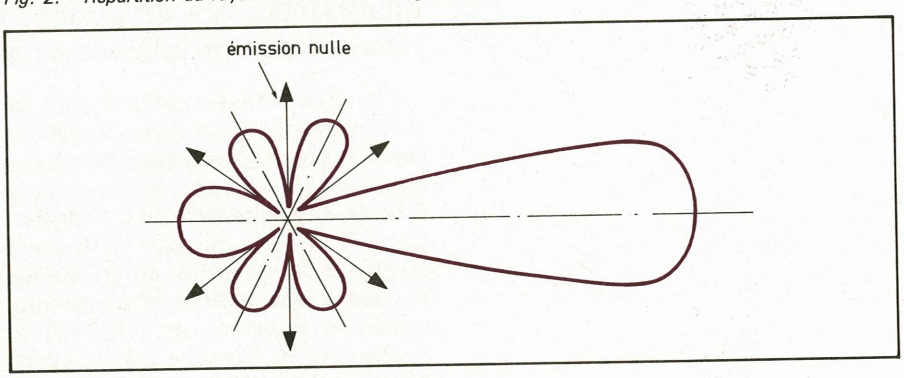


Fig. 3. – Diagramme de rayonnement d'une antenne.

grand gain (G). La situation est meilleure dans le cas de communication par satellite car celui-ci comporte un miroir qui augmente la densité de la fraction de l'onde réfléchie.

En fait, ce qui nous importe c'est de déterminer l'énergie transportée par un faisceau et, ce qui est plus intéressant, de mesurer la puissance reçue par un sujet placé à proximité d'une source, mais c'est parfois difficilement réalisable. La puissance transportée par un faisceau s'effectue par impulsions (puissance crête Pc) que l'on peut intégrer (puissance moyenne Pm) :

$$Pm = Pc \cdot \tau \cdot N \qquad (1)$$

où τ est la durée de l'impulsion et N la fréquence de répétion des impulsions. Le rayonnement émis dans l'espace transporte de l'énergie et la densité de celle-ci est inversement proportionnelle au carré de la distance R existant entre la source et le point de mesure :

$$Dp = \frac{Pm \cdot G}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \qquad (2)$$

Lorsque l'on traite du problème d'une émission radioélectrique, on considère généralement le faisceau hertzien comme contenu dans un

LONGUEUR D'ONDE λ (cm) \ OUVERTURE DE L'AERIEN D(m)	0,3	1	10
20	22,5 cm	2,5 m	250 m
10	45 cm	5 m	500 m
3	1,5 m	16,7 m	1,7 km
1	4,5 m	50 m	5 km

Tableau 1. – Distance entre l'aérien et la zone de Rayliegh.

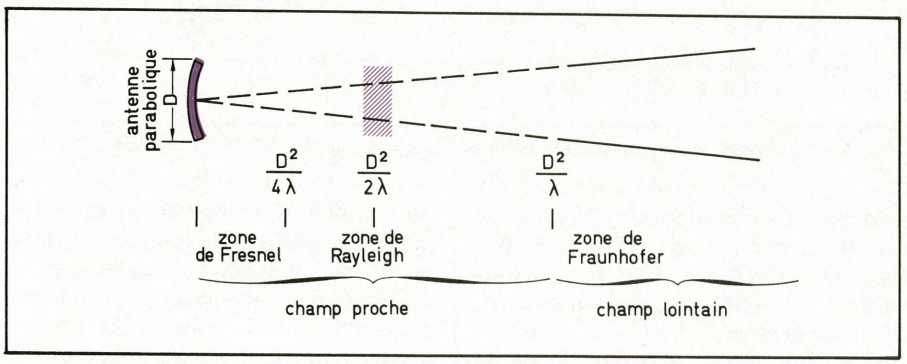


Fig. 4. – Formation du faisceau montrant que le champ magnétique se constitue à partir de la zone de Fraunhofer.

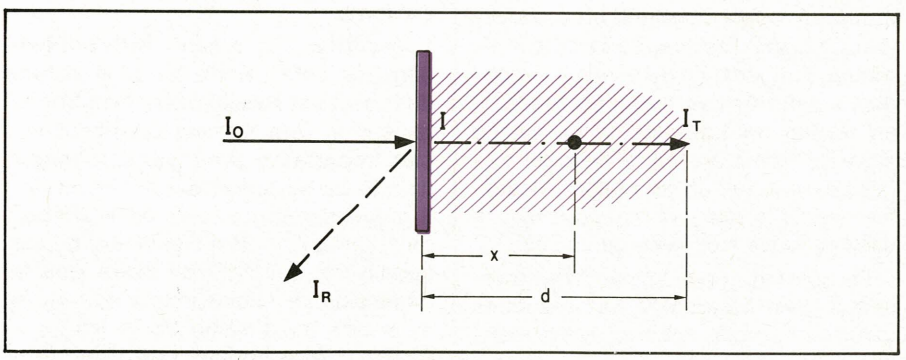


Fig. 5. – Réflexion-absorption d'un rayonnement sur une interface :

r = coefficient de réflexion ;
d = profondeur de pénétration ;
X = densité de puissance à une distance donnée ;
α = coefficent d'absorption ;
I_o = rayonnement incident ;
I_R = rayonnement réfléchi ;
I_T = rayonnement transmis ;
I = rayonnement absorbé.

$I = I_o (1 - r)$

$I_R = I_o \cdot r$

$I_T = I \cdot e^{-X/d} = I \cdot e^{-2\alpha X}$.

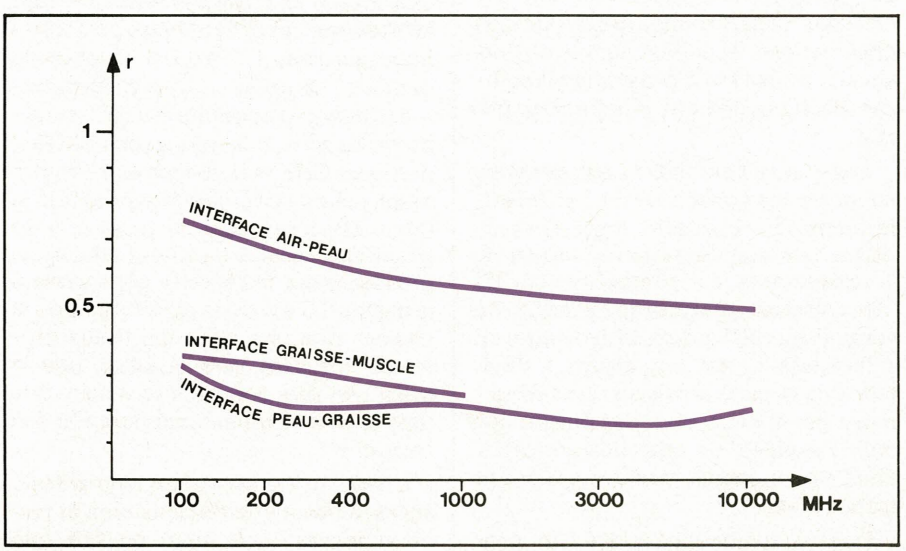


Fig. 6. – Variation du coefficient de réflexion r en fonction de la fréquence (d'après Servantie et Tyler).

cône ; le sommet partant de l'aérien. En fait ceci n'est vrai qu'à une certaine distance de l'antenne, car dans son voisinage, la situation est fort complexe. Si l'on examine le diagramme de rayonnement **(fig. 3)**, nous constatons la présence de lobes latéraux et parfois postérieurs. Cela montre la possibilité d'irradiation pour le personnel situé à proximité d'une antenne, sans pour autant être placé dans l'axe du faisceau.

Une situation complexe à la source

Près de l'aérien, dans l'axe de propagation du rayonnement, il existe une certaine incohérence des phases entre les champs électrique et magnétique constituant ce rayonnement. Ce n'est qu'à une certaine distance **(fig. 4)**, que le rayonnement est réellement formé. Partant de l'aérien, on distingue une zone de Fresnel, une zone de Rayleigh et une zone de Fraunhofer. C'est entre la seconde et la troisième zones que se constituerait le champ électromagnétique mesurable. En deçà de la zone de Rayleigh il est difficile de déterminer la densité de puissance du champ.

Pour fixer les idées, le **tableau 1** détermine la distance existant entre l'aérien et la zone de Rayleigh. Il montre ainsi, pour les longueurs d'onde les plus petites, l'importance de la zone d'incertitude où règne un rayonnement qu'il est difficile de quantifier correctement.

Au-delà de la zone de Rayleigh, le rayonnement étant formé, va se propager sous la forme d'un faisceau conique, et sa puissance par unité de surface va décroître avec le carré de la distance. En outre, le milieu traversé lui fera subir une atténuation dont l'importance sera fonction de la fréquence du rayonnement et du taux de l'humidité, tout au moins pour les fréquences élevées.

Enfin, le rayonnement atteint l'obstacle à détecter. Une partie est réfléchie, c'est l'écho qui sera recueilli par l'antenne de réception et une autre partie est absorbée par l'obstacle. C'est cette deuxième partie qui nous intéresse, surtout lorsque l'obstacle est un être vivant.

Comme le précisent Servantie et Tyler [1], la fraction du rayonnement qui pénètre dans la matière dépend du coefficient de réflexion r de l'interface **(fig. 5)**, telle que :

$$I = I_o (1 - r) \qquad (3)$$

Ce coefficient de réflexion dépend des propriétés électriques et magnétiques de la matière pour une fréquence déterminée **(fig. 6)**. Il en est de même du coefficient d'atténuation du rayon-

nement se propageant dans cette matière. Il est ainsi possible de définir une profondeur de pénétration d, distance pour laquelle la densité de puissance est divisée par e (base des log. népériens). A une distance x de l'interface, la densité de puissance se réduit à :

$$I_T = I\, e^{-x/d} \qquad (4)$$

La profondeur de pénétration d'un rayonnement électromagnétique dans un tissu biologique décroît rapidement lorsque la fréquence augmente **(fig. 7)**. La composition de ce tissu, sa teneur en eau, la durée d'irradiation, sont autant de facteurs intervenant également dans l'apparition des effets biologiques. Notons que l'Organisation Mondiale de la Santé [2] a défini trois gammes de puissance :

- une gamme élevée > 10 mW/cm^2
- une gamme intermédiaire de 1 à 10 mW/cm^2
- une gamme faible < 1 mW/cm^2.

Effets thermiques

La chaleur est la sensation la plus évidente que l'on ressent si l'on se place devant un émetteur de microondes. En effet, le rayonnement est absorbé en surface (surtout aux fréquences élevées) et ensuite seulement l'énergie électromagnétique pénètre dans les tissus plus profonds. Ce phénomène est plus rapide si la fréquence est plus basse.

L'eau joue un grand rôle au cours de la réaction thermique d'un milieu biologique. On observe, d'après Thourel, une migration de l'eau dans les tissus selon deux phases :

a) une **phase de séchage** dont le processus est identique à celui d'un séchage conventionnel, c'est-à-dire que le rayonnement électromagnétique n'apporte rien de plus ;

b) une **phase de déshydratation** dont le mécanisme se décompose en deux parties :

- un déplacement de l'eau provoqué par le gradient de température qui existe dans le corps, la vapeur d'eau se dirigeant vers les régions plus froides, où la pression de vapeur est plus faible. C'est cette phase de déshydratation qui, selon l'auteur, constitue la principale différence entre l'action d'un rayonnement permanent thermique (apport externe de chaleur) et l'action d'un rayonnement électromagnétique ;
- une extraction de l'eau à la surface du corps.

L'effet thermique est la résultante d'une puissance absorbée (énergie transportée par le rayonnement) par un diélectrique (le tissu biologique). Cet effet se produit préférentiellement lorsque les dimensions et la section de ce tissu biologique présentent des valeurs particulières vis-à-vis de la longueur d'onde du rayonnement. Comme le rappelle Malabiau [3], à certaines fréquences, l'épaisseur de la peau et des différentes couches de tissus peut être suffisantes pour que la matière irradiée constitue un transformateur quart d'onde qui adapte parfaitement l'impédance de l'onde à l'impédance d'entrée des tissus profonds ; il en résulte un transfert de puissance dans les tissus profonds, avec de très faibles pertes et un très faible échauffement de la peau et des couches de tissus situées très près de la peau.

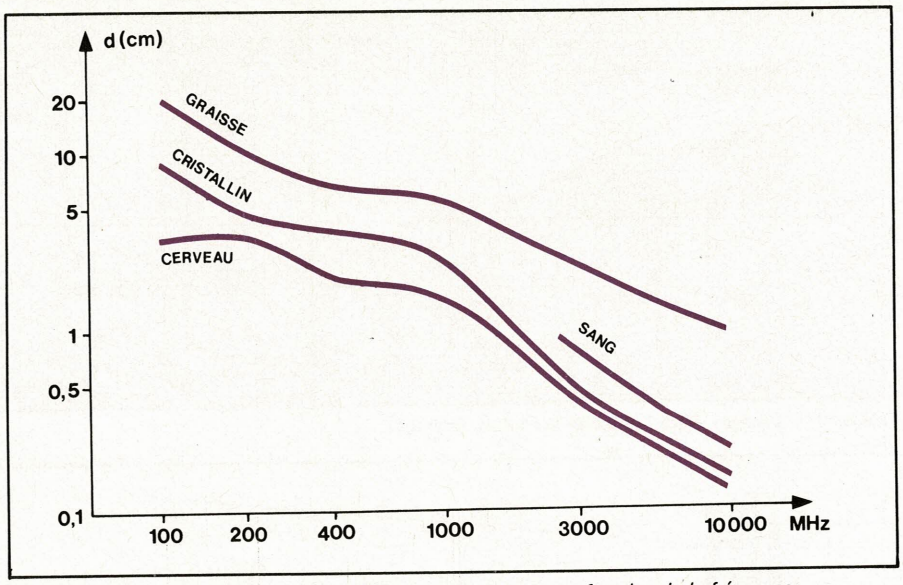


Fig. 7. – Profondeur de pénétration dans les tissus biologiques en fonction de la fréquence.

Du point de vue biologie, l'effet thermique peut engendrer des réactions utiles ou nuisibles selon les circonstances.

Effets thermiques et protection

Afin de bien mettre en évidence l'aspect nuisible des effets thermiques, de nombreuses expériences ont été réalisées chez l'animal, ainsi que des observations recueillies auprès de personnes travaillant à proximité de sources de rayonnement électromagnétique.

Selon que l'irradiation est générale ou locale, les conséquences seront différentes. Une irradiation générale provoque une augmentation modérée de la température, car compensée par les mécanismes thermorégulateurs de l'organisme. Si l'action se prolonge, ou si la puissance est trop élevée, il s'installe une hyperthermie pouvant se terminer par la mort. Pour des puissances moins élevées, on note des perturbations des appareils cardiovasculaire et respiratoire.

Une irradiation localisée à l'œil provoque une modification de la structure du cristallin avec formation de cataracte. L'exposition de femelles gestantes à des puissances supérieures à 100 mW/cm^2 entraîne l'apparition de malformations au niveau du foetus. D'autres informations du même genre forment une trame suffisamment solide pour suspecter une action chez l'homme.

Toutefois, il y a lieu d'être prudent dans les conclusions car si la nature des tissus est sensiblement la même, la taille d'un être humain est beaucoup plus importante alors que la longueur d'onde du rayonnement est la même. Il a été démontré (d'après Malabiau) que pour qu'un effet significatif puisse apparaître, il était nécessaire que la dimension de l'objet irradié soit égale au moins au dixième de la longueur d'onde. L'être humain ayant de grandes différences dans les dimensions, selon que l'on considère la hauteur, la largeur ou la profondeur, il présentera des orientations privilégiées, tout comme un aérien.

L'être humain est mobile et devant une source de chaleur intense, ou tout au moins qui peut l'atteindre profondément, il s'éloigne. C'est une réaction de défense naturelle qui malheureusement risque d'apparaître trop tardivement. En effet, aux fréquences élevées, plusieurs GHz, le rayonnement pénètre de plusieurs centimètres au-delà de la peau. Or, c'est dans la peau que se situent les cellules thermosensibles qui provoqueront la réponse sensorielle à la chaleur. C'est donc au moment où la chaleur produite dans les tissus profonds diffusera vers la peau, que la sensation sera perçue. Il sera peut-être trop tard, le rayonnement aura fait son œuvre.

L'examen de la littérature médicale apporte beaucoup de questions et peu de réponses. Cela tient au fait que l'expérimentation est exclue et que

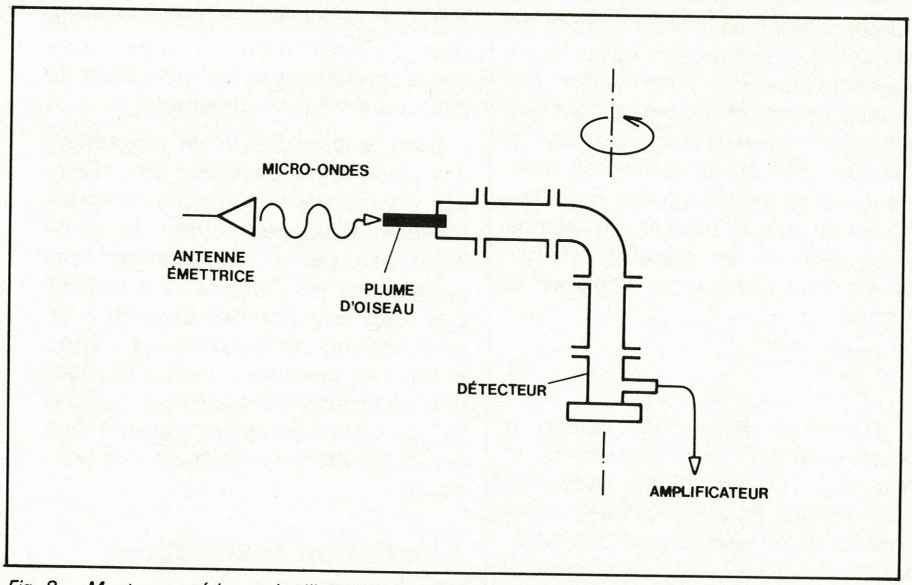


Fig. 8. – Montage expérimental utilisant un couplage plume-guide d'onde. L'ensemble est rotatif selon l'axe, face à l'antenne émettrice (d'après Bigu del Blanco et Romero Sierra).

l'observation est rendue difficile par un contexte socio-professionnel où se mêle une pathologie intra- et extra-professionnelle. Les Soviétiques ont étudié de nombreux cas de personnes travaillant dans une ambiance riche en rayonnement électromagnétique. Ils ont décrit un **syndrome des hyperfréquences** où l'on retrouve les signes cliniques suivants : asthénie, céphalée, troubles de la mémoire et variations de la tension artérielle. Ce syndrome évolue en trois stades de gravité.

A cet aspect négatif des effets thermiques des rayonnements sur l'organisme, peut-on penser qu'ils soient utiles dans certains cas, et comment !

Effets thermiques et thérapie

Le **10e Congrès de culture latine de radiologie et de médecine nucléaire** a confirmé le rôle joué par les traitements adjuvants au cours de la radiothérapie des tumeurs. Parmi les traitements adjuvants il y a l'hyperthermie et il faut reconnaître que les microondes sont une technique très élégante d'atteindre les tissus profonds, sans nuire aux tissus superficiels.

L'hyperthermie fait l'objet depuis quatre ans, en Australie, d'essais cliniques mettant en évidence l'effet potentialisateur vis-à-vis des substances cytotoxiques et des rayons. Il semblerait qu'une température en profondeur de 43 à 45 °C, appliquée 3 à 4 heures après la radiothérapie, et cela durant une heure, permettrait de réduire de moitié la dose d'irradiation nécessaire. La déperdition de chaleur, due à la circulation sanguine, nécessite un apport thermique permanent que les hyperfréquences peuvent apporter efficacement.

Les résultats sont prometteurs. Ainsi, dans l'association hyperfréquences-radiothérapie, oxygène hyperbar-radiothérapie ou cobaltothérapie seule, les malades traités par la première association seraient les plus favorablement influencés. De même l'association hyperfréquences-cytotoxique-cobalt a donné au Pr Nelson de très bons résultats dans le traitement de lymphomes malins au stade IV. Peut-être aurons-nous confirmation de ces résultats en France, avec l'installation à Marseille, chez le Pr Amalric, d'une source à 434 MHz.

Les hyperfréquences n'ont pas seulement un effet thermique sur les tissus biologiques, elles ont aussi des effets que l'on qualifie de non thermiques, faute d'avoir trouvé une désignation plus précise. C'est surtout l'étude de ces effets qui offre un intérêt, car c'est le rayonnement en tant que tel qui provoquerait une réaction biologique ou biochimique. Comme pour l'effet thermique, cette réaction peut être nuisible ou utile, c'est-à-dire qu'il faudra s'en prémunir ou au contraire l'exploiter à des fins thérapeutiques.

Effets non thermiques et protection

Un important travail a été publié en 1975 [4] tendant à montrer la réalité d'effets biologiques par les hyperfréquences, sans que la chaleur y joue un rôle. Ceci découle d'observations comme celles faites par les Canadiens Bigu del Blanco et Romero Sierra [5] sur les oiseaux, où les plumes jouent un rôle sensoriel important dans leur système d'orientation.

L'effet piézo-électrique a été observé sur de nombreux tissus biologiques tels les os, les cheveux, les muscles, la peau. Cet effet a pour origine une asymétrie dans la distribution de la charge moléculaire des cristaux entrant dans la composition de ces tissus. Dans les plumes d'oiseaux, l'effet piézo-électrique est attribué à la kératine, et la résonance apparaît dans l'intervalle de 1-20 kHz. Mais c'est beaucoup plus comme récepteur de champ de microondes que les plumes d'oiseaux ont été utilisées notamment entre 10 et 16 GHz.

Le raccordement d'une plume à un détecteur comprenant un ensemble microondes **(fig. 8)** a permis d'enregistrer la puissance de radiation, avec ou sans plume. Les auteurs canadiens ont observé une augmentation de la puissance microonde recueillie dans la direction du faisceau et une diminution de l'amplitude du tracé des radiations en présence de la plume. En outre, pour reprendre les conclusions relatives aux effets piézo-électriques, il semblerait que de tels effets pourraient être induits dans la plume par des champs de microondes modulés et pulsés dans la région des fréquences audibles.

Ceci montre la grande sensibilité de l'oiseau vis-à-vis des microondes et sa vulnérabilité en présence de champs artificiels. Son comportement est perturbé et ainsi, l'un des auteurs (Romero Sierra) a observé chez la poule irradiée avec une densité de puissance de 1 mW/cm^2 une augmentation de la ponte mais avec un doublement du taux de mortalité.

C'est certainement le cerveau et le système nerveux central qui s'avèrent les plus sensibles à l'action des hyperfréquences, ou tout au moins qui nous apparaissent comme les plus sensibles car, comme nous le verrons plus loin, les hyperfréquences ont également une action au niveau moléculaire.

Toutefois l'expérimentation sur le cerveau reste délicate car l'enregistrement de l'électro-encéphalogramme (EEG) est pratiquement impossible sur l'animal en cours d'irradiation. En effet, le métal des électrodes focalise le champ électromagnétique et le porte, localement, à des valeurs très supérieures au champ utilisé. La solution consiste donc à irradier l'animal puis à relever l'EEG après l'arrêt de l'irradiation. Avec cette procédure, Servantie et Tyler ont mis en évidence des perturbations importantes à type de bouffées paroxystiques avec pointes et pointes-ondes. Ces perturbations, obtenues avec un rayonnement pulsé de 3 GHz pour 5 mW/cm^2, ont été retrouvées avec la même densité de puissance en 2,45 GHz non pulsé, et pour 0,7 mW/cm^2 avec un rayonnement pulsé de 9,4 GHz.

C'est par leur action sur le système nerveux que les hyperfréquences agissent sur le système cardiovasculaire (variations de pression artérielle), sur le

cœur (rythme cardiaque), sur les rythmes biologiques (rythme circadien). Notons également des perturbations au niveau hormonal, sanguin et biochimique. Cette action aux effets multiples est complexe et il n'est pas aisé de faire la part des choses. Nous rappellerons les conclusions de Servantie et Tyler : « Il est vraisemblable qu'une des raisons qui rendent si difficile la synthèse de ces effets réside dans le fait que l'on essaie de faire rentrer dans le même cadre des choses différentes. Pour essayer de schématiser cela, nous pourrions dire que certains effets sont dus aux hyperfréquences en général, ou peut-être même à une gamme de fréquence encore plus étendue, et pourraient être qualifiés d'effets « généraux » ; une deuxième catégorie, liée à la fréquence porteuse n'apparaîtrait que dans une bande étroite ; enfin, une troisième catégorie, dépendant de la modulation, pourrait se combiner avec les précédents en donnant éventuellement lieu à l'apparition d'une synergie ou d'une inhibition. »

« Cela suppose que l'énergie transportée par le champ électromagnétique ne joue pas un rôle direct, comme cela est le cas pour l'effet thermique, mais intervienne en perturbant ou en orientant certains mécanismes vitaux au niveau de la cellule. »

Déjà Sher, en 1963 [6], étudiait l'aspect biophysique d'un champ électromagnétique en milieu liquide, contenant des particules de petite taille (quelques μm). Sous l'effet du champ, les particules s'alignent en chaînes plus ou moins longues et le phénomène ferait appel aux interactions entre champ et dipôles électriques. Les essais ont été conduits avec des particules de silicone, de polystyrène, mais également avec des bactéries et des érythrocytes (globules rouges). D'autre part, si les particules sont asymétriques, leurs grands axes s'orientent par rapport au champ. Enfin, si un champ est appliqué entre deux électrodes linéaires non parallèles, les particules sont expulsées par l'extrêmité la plus étroite, c'est le phénomène de la pompe électromagnétique.

La sécurité des personnes

L'établissement de standard pour protéger le personnel travaillant à proximité d'installation irradiant des rayonnements électromagnétiques, se limite aux hyperfréquences. La fourchette est comprise entre 10-30 MHz et 100-300 GHz. Mais c'est surtout le système établi par Schwan et coll. qui est utilisé dans les pays occidentaux bien que celui-ci soit basé sur la dissipation de l'extra-chaleur produite par le rayonnement, sans tenir compte de son rôle non thermique. Les valeurs seuils sont : la mini à 10 mW/cm^2, où, au-dessous de cette valeur, aucune restriction n'intervient ; la maxi à 100 mW/cm^2 où, au-dessus de cette valeur, toute exposition est interdite. Entre ces deux valeurs, le temps d'exposition (t) en minutes, et par période de une heure, est donné par la formule :

$$t = \frac{6000}{P^2} \qquad (5)$$

où P est la densité de puissance moyenne en mW/cm^2. C'est sur cette base que l'OTAN étudie l'adoption d'un standard. Pour les autres pays, les formules et les valeurs sont très différentes. En URSS, par exemple, les valeurs seuils sont environ 100 fois inférieures. Ce qui est certain, c'est qu'au fil des années, au fur et à mesure que la connaissance des effets provoqués par les hyperfréquences se précise, les normes strictes se libéralisent et les normes larges deviennent plus restrictives. On peut penser que nous arriverons à des valeurs générales uniformes dans tous les pays, lorsque les effets (et leurs causes), qui provoquent cette prudence, seront mieux connus.

Notons qu'il s'agit de standards applicables à des personnes travaillant dans des ambiances à rayonnement électromagnétique, et qu'il ne faut pas les confondre avec les normes de construction des appareils (par ex. four à microondes dans le domaine de l'électroménager).

D'autre part, il faut savoir que les spécialistes manipulant les rayonnements électromagnétiques ne sont pas les seules personnes exposées à un risque, parfois même sont-elles les mieux protégées (radariste logé dans une enceinte à armature métallique : cage de Faraday). En revanche, du personnel de piste sur un aérodrome peut se trouver accidentellement dans la trajectoire d'un radar de surveillance de cette piste. Ce problème de protection est donc délicat à traiter, il nécessite une étude précise des lieux, de nombreuses mesures ponctuelles afin de bien délimiter les zones isodoses de rayonnement, ensuite de banaliser ces zones.

Ce domaine est nouveau et il reste beaucoup à faire. Ainsi, lorsqu'un individu doit pénétrer dans une zone interdite (intervention d'urgence), il revêt un vêtement protecteur, mais celui-ci est loin d'être parfait et soulève plus de problèmes qu'il n'en résoud. La détection du rayonnement attend toujours son appareil idéal. Ainsi, la diode LED qui s'allume quand le champ dépasse un certain seuil semble intéressante comme badge mais il a été démontré que la présence d'une personne dans le champ hyperfréquence créait des ondes stationnaires et perturbait le fonctionnement du détecteur.

Dans la panoplie de la protection, une place importante doit être réservée à la surveillance médicale systématique. C'est par l'étude de nombreux cas, par le regroupement des symptômes, par l'emploi de la statistique, qu'il sera possible de mettre en évidence une relation de cause à effet, et de s'en prémunir. Il est important que les techniciens appelés à manipuler les hyperfréquences sachent que des implications biologiques sont possibles.

Effets non thermiques et thérapie

Il semblerait que les effets non thermiques des rayonnements électromagnétiques ne soient pas seulement nocifs mais qu'il serait également possible d'en tirer un effet bénéfique.

Dans le domaine du diagnostic, l'Australien Griffin utilise un interféromètre à microondes comme méthode non invasive pour la surveillance de fonctions physiologiques tels que la respiration, le rythme cardiaque, les mouvements musculaires, les réflexes, le tremblement involontaire, etc. Une bonne corrélation est établie avec les résultats obtenus au moyen de l'électrocardiographie, l'électro-encéphalographie ou l'électromyographie.

Dans le domaine de la thérapie, on a le sentiment que le rayonnement électromagnétique représente un potentiel énorme mais que l'on cherche un fil directeur pour relier les résultats obtenus aux moyens employés. C'est le cas notamment de la machine de Priore qui a permis d'obtenir des résultats très encourageants dans le traitement de certains cancers ainsi que dans le traitement de la maladie du sommeil par (semble-t-il) stimulation des défenses immunitaires vis-à-vis du Trypanosome. Ces résultats ont été publiés sous la direction de Pautrizel dans divers comptes rendus de l'Académie des Sciences. En revanche nous avons peu de renseignements sur la source de rayonnement. Il s'agirait d'une onde de 9,4 GHz modulée à 17 MHz, l'irradiation des animaux s'effectuant dans un champ de 1 000 gauss. En l'absence de précisions techniques, il est difficile d'en dire davantage, peut-être l'avenir nous apportera-t-il les données indispensables nous permettant de mieux comprendre ce qui se passe. Parmi les rares conclusions publiées, certains auteurs pensent qu'il y aurait synergie entre fréquence élevée et champ magnétique (une irradiation à 9,4 GHz seule, serait sans effet).

L'effet biologique serait une stimulation des défenses naturelles de l'organisme.

Nous retrouvons dans cette démarche d'esprit la même ligne de conduite que nous avons trouvé lors de l'étude des effets des ions négatifs sur l'organisme. Cet effet de catalyse met en valeur les immenses possibilités des organismes vivants. Aider l'organisme à surmonter lui-même ses maladies est certainement une forme de thérapie beaucoup plus efficace que de se substituer complètement à lui.

Conclusion

Nous avons abordé, au cours de cette étude, les effets biologiques des champs électromagnétiques non ionisants, en nous limitant toutefois aux champs émis à fréquence élevée. Il est certain que ce domaine évolue très rapidement tant par la valeur et la puissance de cette fréquence que par la multitude d'applications qui se font jour. Très prochainement nous vivrons dans une ambiance électromagnétique qui, localement, dépassera d'un facteur 100 ou 1000 le champ électromagnétique terrestre naturel. Il est donc important de surveiller cette évolution et d'étudier les répercussions qu'elle aura sur l'individu. Il ne faut pas oublier que l'évolution scientifique progresse beaucoup plus rapidement que ne peut s'adapter l'être humain et c'est sans doute là l'origine de ces multiples maux que l'on range sous le vocable de syndrome général d'adaptation, faute de pouvoir mieux en préciser les origines.

Les hautes fréquences sont-elles seules en cause ! Certainement pas puisque Marino et Becker [7] viennent de publier un travail sur les effets provoqués par les lignes haute tension (60 Hz). Aux Etats-Unis, par exemple, le pays est parcouru par 160 000 km de lignes haute tension, or on sait qu'une ligne HT de 765 kV peut troubler le sommeil des gens dans un voisinage de 200 mètres de part et d'autre de la ligne. Il est vrai que les servitudes de passage auprès des lignes font que peu de personnes se trouvent dans de telles conditions (exception faite pour le personnel qui passe un certain temps à proximité des lignes pour l'entretien et la surveillance des installations).

Les rats développent des tumeurs osseuses lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique de 70 V/cm (d'après McElhaney) or, on rencontre un tel champ au pied d'un pylone d'une ligne de 765 kV. Avec des champs plus élevés on observe également beaucoup d'autres choses mais nous nous trouvons alors dans des conditions expérimentales exceptionnelles.

Bibliographie

[1] SERVANTIE B., TYLER P.E. – Les champs électromagnétiques non ionisants facteurs d'environnement en milieu militaire. C.R. Stage ADERA, université de Bordeaux II, 15-17 nov. 1977 à Bordeaux.

[2] Biology effects and health hazard of microwave radiation. 1 vol. 350 p., Polish Med. Publ. Varsovie 1974.

[3] MALABIAU M. – Interaction entre le rayonnement électromagnétique et la matière. C.R. Stage ADERA, université de Bordeaux II, 15-17 nov. 1977 à Bordeaux.

[4] TYLER P.E. – Biologic effects of non ionizing radiation. ANN. N.Y. ACAD. SC. 1975, vol. 247, p. 1-545.

[5] BIGU DEL BLANCO J., ROMERO SIERRA C. – Les propriétés des plumes d'oiseaux en tant que transducteurs piézo-électriques et récepteurs de microondes. L'Onde Electrique 1977, vol. 57, nº 8-9, p. 532-536.

[6] SHER L.D. – Mechanical effects of A.C. fields on particles dispersed in a liquid, Biological implications. Univ. Microf. Ltd 1963, 1 vol. 151 p.

[7] MARINO A.A., BECKER R.O. – Hazard at a distance : effects of exposure to the electric and magnetic fields of high voltage transmission lines. Med Reseach. Eng. 1978, vol. 12, nº 5, p. 6-9.

[8] LOTT J. McCAIN H. – Some effects of continuous and pulsating electric fields on brain wave activity in rats. Intl. J. Biometeor, 1973, 17, 221.

[9] McCLEAVE J., ALBERT E., RICHARDSON N. – Perception and effects on locomotor activity in american eels and atlantic salmon of extremely low frequency electric and magnetic fields. Final Report AD 778021, university of Maine, 31 janv. 1974.

Beaucoup plus intéressantes sont les observations faites par Lott [8] et McCleave [9] montrant que des rats étaient sensibles à des champs de 0,4 V/cm et des poissons, à des champs aussi faibles que 7.10^{-5} V/cm. Là encore, en biologie, nous pouvons établir un rapprochement entre les hautes doses (allopathie) et les doses infinitésimales (homéopathies).

Les champs électriques, magnétiques, continus ou pulsés, engendrés par l'homme représentent pour celui-ci, et les animaux, une source de troubles dont il faut se prémunir. En revanche, ce peut être une nouvelle arme pour combattre des maladies demeurées jusqu'ici incurables. C'est un domaine d'investigation très vaste où un important travail de synthèse reste à faire afin de pouvoir mettre en évidence la valeur réelle des paramètres : la valeur du champ, la fréquence plus ou moins élevée, ou la combinaison synergique des deux !

Jacques TREMOLIERES

CONTROLE AUTOMATIQUE
EN CIRCUIT DES SEMI-CONDUCTEURS

même dans un CIRCUIT SHUNTE par 10 ohms

CONTROLE EN CIRCUIT sans dessouder

de tous les
TRANSISTORS
BIPOLAIRES
DARLINGTON

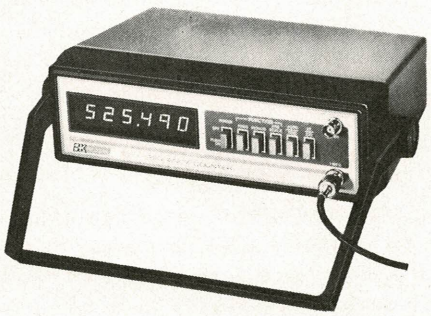
TRANSISTORS
THYRISTORS
FET - DIODES
le contrôle prend 9 secondes

IDEAL
POUR LE DEPANNAGE
LA PRODUCTION SÉRIE

BK 520
PRIX (HT) .. 1 580 F.

• FRÉQUENCEMÈTRES

520 MHz



BK 1850

- Lecture de 5 Hz à 520 MHz
- Stabilité 1 ppm de 0 à 50 °C
- Périodemètre de 5 Hz à 1 MHz
- Sensibilité 50 mV à 520 MHz
- TCXO

PRIX H.T. ..... **2 950 F**

30 MHz

BK 1827

- Résolution 1 cycle, même à 30 MHz
- 2 gammes donnant la précision de 8 digits
- Economiseur automatique de piles

PRIX H.T. ..... **978 F**

• GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS

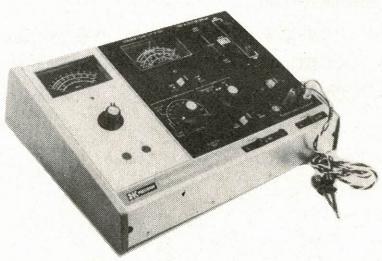
à faible distorsion

BK 3010

- 0,1 Hz à 1 MHz en 6 gammes
- Amplitude variable et sortie carrée TTL
- Tension de décollage
- Entrée V.C.O. de wobulation

PRIX H.T. ..... **1 390 F**

• TRANSISTORMÈTRE

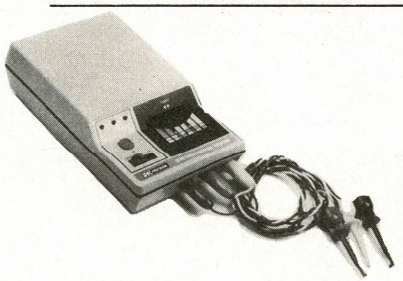


BK 530

- Mesure FT jusqu'à 1 500 MHz
- Mesure les tensions de claquage, les bétas, Gm et paramètres de fuite.
- Contrôle en circuit des semi-conducteurs.

PRIX H.T. ..... **3 054 F**

• CONTRÔLEUR en CIRCUIT



BK 510
Contrôle bons, mauvais transistors, thyristors. FET en circuit même lorsque le semi-conducteur est shunté par 10 Ω.

Prix H.T. .....**956 F**

BK 2040
GÉNÉRATEUR POUR RADIO-TÉLÉPHONE

•

BK 1040
BANC D'ESSAI EMETT.-RECEPT.

•

Autres productions au catalogue

BLANC-MECA (division Electronique)
Zone Industrielle 36300 LE BLANC. Tél. 37.09.80

Distributeurs dans toute la France

Alors que les circuits CMOS à moyenne et grande densité d'intégration se développent (circuits logiques, microprocesseurs, mémoires vives ou mortes) et rendent cette technologie de plus en plus populaire, le manque de mémoires mortes programmables par l'utilisateur (PROM ou REPROM) se fait de plus en plus grand. Pour répondre à ce besoin, Harris Semiconductors a réalisé une mémoire PROM en CMOS (HM6612). Cette mémoire, tout en répondant à un certain nombre de besoins particuliers, souffre de deux inconvénients majeurs : sa taille (256 × 4 bits) et sa non reprogrammabilité (fusibles nickel-chrome).

REPROM en CMOS technologie, fonctionnement, programmation

L'introduction par Intersil, au début de cette année, d'une mémoire reprogrammable CMOS de 4096 bits est alors un événement qui intéresse non seulement les utilisateurs de produits CMOS mais aussi un grand nombre de concepteurs de circuits. Bien que la taille de cette mémoire soit modeste (4 K-bits comparés aux REPROM 16 K-bits que l'on trouve aujourd'hui), ses performances en font un produit particulièrement attractif :

– Faible dissipation (6 μW au repos, 5 mW/MHz en fonctionnement)

– Grande vitesse (200 ns typique à 5 V, 100 ns à 10 V)

– Une seule tension d'alimentation (comprise entre 4 et 11 V)

– Latches d'adresse lui permettant de se connecter directement sur les bus des microprocesseurs les plus récents (IM6100, Z80, 8048, 8085, 8086...)

– Gammes de températures industrielle (– 40 + 85 °C) et militaire (– 55 à + 125 °C).

La LSI en technologie C.MOS ?

Si cette mémoire REPROM est de densité modeste par rapport aux REPROM existantes en MOS canal N, ce n'est pas à cause d'un quelconque « péché originel » de la technologie CMOS. Le but recherché était de produire une mémoire utilisant des règles de construction éprouvées, fiables et donc aisément reproductibles. Il faut noter à ce sujet qu'aujourd'hui, les produits CMOS sont réalisés à l'aide de technologies beaucoup moins sophistiquées que les produits équivalents en MOS canal N (tolérances de 6 μm en CMOS contre 3 μm en N-MOS). D'autre part, il n'y a aucune raison

particulièrement intéressante quand la mémoire est connectée sur un bus.

La **figure 2** montre l'organisation de la puce IM6603/6604. La matrice mémoire est divisée en deux zones de 64 × 32 cellules. Chaque point mémoire est réalisé à l'aide de deux transistors MOS à canal P : la cellule mémoire proprement dite (transistor à grille flottante) et un transistor de sélection de rangée.

Au repos (voir encadré en fin d'article), aucun courant ne circule dans ces deux transistors et, comme le reste de la circuiterie (latches, décodeurs, ampli de lecture) est réalisé en CMOS, la mémoire ne consomme alors que 6 μW (à 25 °C).

En ce qui concerne le fonctionnement, on sait qu'au delà de quelques centaines de kilohertz, la CMOS consomme plus que la NMOS. Cette affirmation des partisans de la NMOS est valable au niveau d'une porte, mais lorsqu'il y en a plusieurs milliers comme c'est le cas dans ce type de mémoire, la majorité de ces portes est au repos et la consommation totale est faible.

A titre d'exemple, rappelons que les mémoires REPROM NMOS les plus récentes consomment environ 500 mW contre 10 mW pour une mémoire IM6603 fonctionnant à 2 MHz.

Connectée à un microprocesseur du type 8080, la consommation tombe à 2,5 mW (un accès toutes les 2 μs) pour la mémoire CMOS alors qu'elle est toujours de 500 mW pour la mémoire NMOS.

Fonctionnement

La **figure 3** montre les chronogrammes d'un cycle de lecture. Les REPROM IM6603/6604 sont des mémoires synchrones et nécessitent donc un signal d'horloge pour charger l'adresse à laquelle on veut lire dans les latches d'entrée. Il est indispensable d'activer ce signal pour accéder à la mémoire : les adresses sont latchées sur le front descendant de $\overline{STR}$ et on ne peut donc le laisser à un état stable (0 ou 1) comme dans le cas d'une REPROM MOS à canal N.

Cette structure synchrone est particulièrement intéressante pour deux raisons principales :

– Réduction de la consommation puisque l'adresse est figée dès que le cycle de lecture est terminé.

– Compatibilité avec les microprocesseurs à bus multiplexé (IM6100, 8048, 8085, 8086...) sans avoir à ajouter de latches extérieurs.

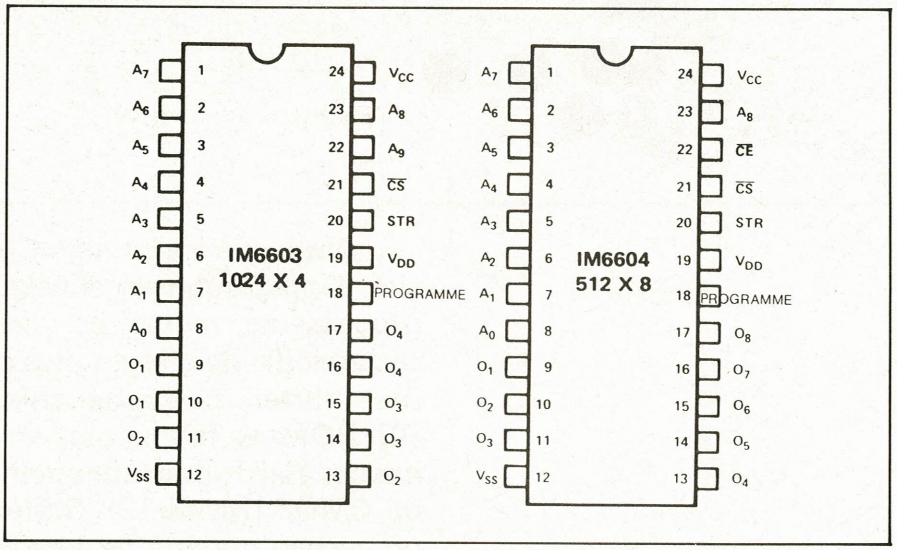
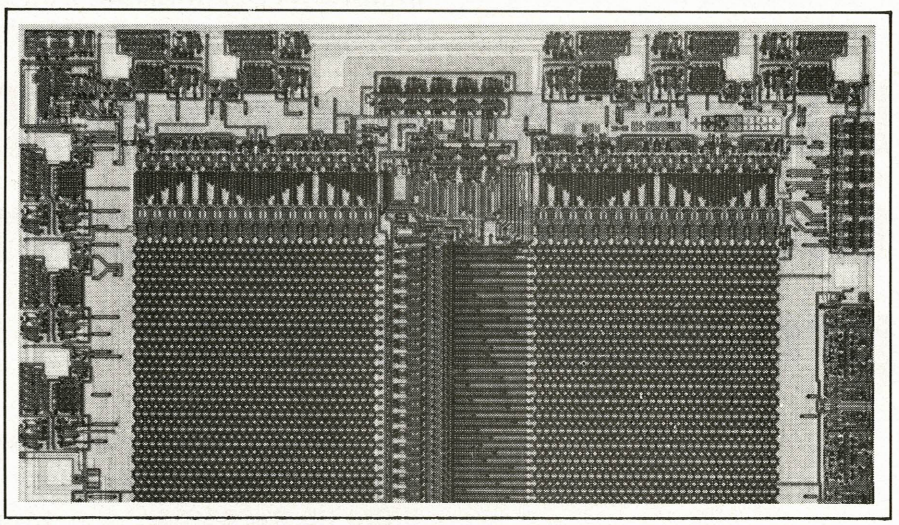


Fig. 4. – Brochage des REPROM



Puce de l'IM 6604.

La donnée à lire est disponible en sortie 450 ns maximum (à 85 °C) après le front descendant de STR lorsque la REPROM est alimentée sous 5 V.

Si l'on double la tension d'alimentation, le temps d'accès maximum est divisé par deux, faisant de ces mémoires les REPROM les plus rapides actuellement dans l'industrie. En fait, le facteur de mérite de ces mémoires (vitesse × consommation) est au moins vingt fois supérieur aux REPROM les plus récentes.

En ce qui concerne justement l'alimentation, on peut noter que les IM6603/04 possèdent trois broches d'entrée : V_{CC}, V_{DD} et masse (voir **fig. 4**).

En fonctionnement normal, V_{CC} et V_{DD} sont reliées et portées à un potentiel compris entre 4 et 7 V (entre 4 et 11 V pour les modèles portant un suffixe A), permettant ainsi de travailler avec une tension unique.

Un mode de fonctionnement intéressant consiste à porter à 10 V la broche V_{DD} et à 5 V la broche V_{CC}. Ceci permet de bénéficier de la vitesse de la CMOS sous 10 V tout en conservant la compatibilité TTL en entrée et en sortie. Ce mode est particulièrement intéressant dans les automatismes ou les systèmes à microprocesseurs rapides (8085-1, 8086, Z8000...). Pour ces derniers, la REPROM CMOS est la seule qui puisse leur être compatible en vitesse.

Il faut noter que l'alimentation V_{CC} n'est utilisée que pour les amplificateurs de sortie. Une conception originale des circuits d'entrée (à l'exception des bornes $\overline{STR}$ et $\overline{CS}$) leur assure une compatibilité TTL même lorsque ceux-ci sont alimentés sous 10 V (voir **fig. 5**).

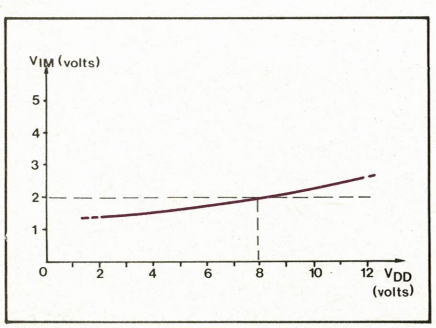


Fig. 5. – Variation de la valeur de l'état d'entrée « haut » (V_{IH}) en fonction de l'alimentation (V_{DD}).

technologique pour ne pas appliquer les règles de réalisation des LSI NMOS à la CMOS. Ces techniques sont notamment :

– L'oxydation sélective (procédé Selox)

– Réduction des géométries et faibles profondeurs de diffusion (Scaling)

– Double niveau de polysilicium (pour les RAM 16 K dynamique)

– Optimisation des géométries (pour les RAM Statiques)

– Masquage par projection.

D'autre part, seule la technologie CMOS est capable d'offrir à la fois une haute densité d'intégration (semblable au NMOS), la possibilité d'avoir des circuits logiques et analogiques, sur une même puce, des commutateurs analogiques et une faible consommation permettant la réalisation de puces plus grandes et contenant donc plus de fonctions (la taille des puces est aujourd'hui limitée par la dissipation maximum du circuit).

Description de la mémoire REPROM

Cette nouvelle mémoire est fabriquée à l'aide de la technologie CMOS à grille silicium. Par simple changement du dernier masque d'interconnexions (métal), deux versions sont réalisées :

– IM6603, REPROM de 1024 × 4 bits

– IM6604, REPROM de 512 × 8 bits.

Il est intéressant de noter que cette mémoire possède 8 amplificateurs de sortie nécessaires pour la version 512 × 8. Dans le cas de la version 1024 × 4, ceux-ci sont regroupés par deux, ce qui permet de disposer de deux amplificateurs pour chaque bit de sortie (voir **fig. 1**).

En fait, dans le cas de l'IM 6603, il y avait plusieurs options possibles pour ces quatre sorties inutilisées :

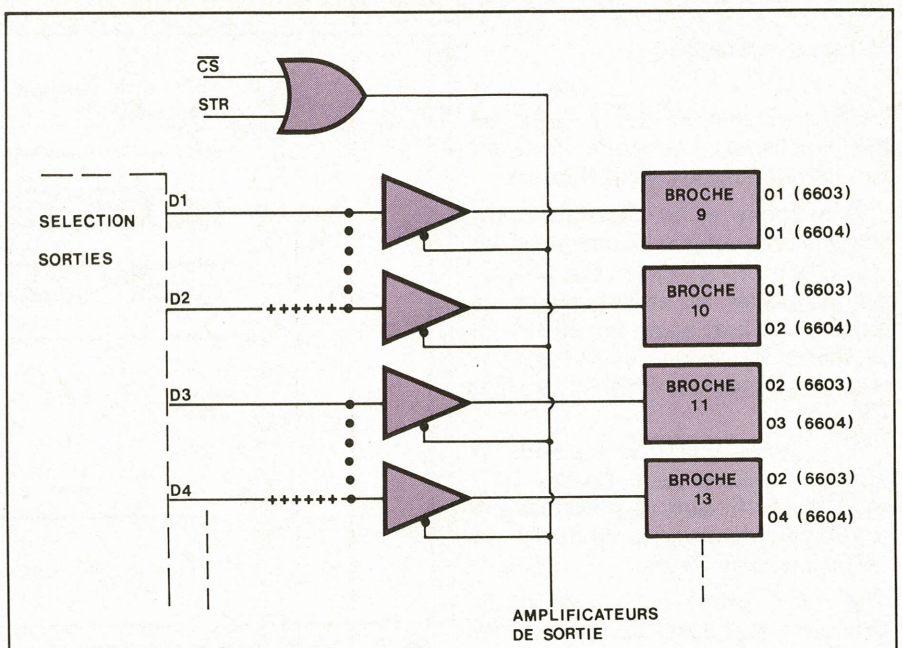
– Laisser les quatre broches non connectées.

– Utiliser un boîtier plus petit (vingt broches) mais non standard donc plus coûteux.

– Fournir quatre entrées de sélection supplémentaires pour simplifier le décodage.

– Permettre aux utilisateurs de disposer d'une puissance de sortie double.

C'est cette dernière option qui a été retenue comme la plus avantageuse pour la majorité des applications car une plus grande sortance (fan-out) est



Liaison . . . . pour l'IM6603 (2 amplificateurs par bit).
Liaison + + + + pour l'IM6604.

Fig. 1. – Principe du masque d'interconnexion des sorties.

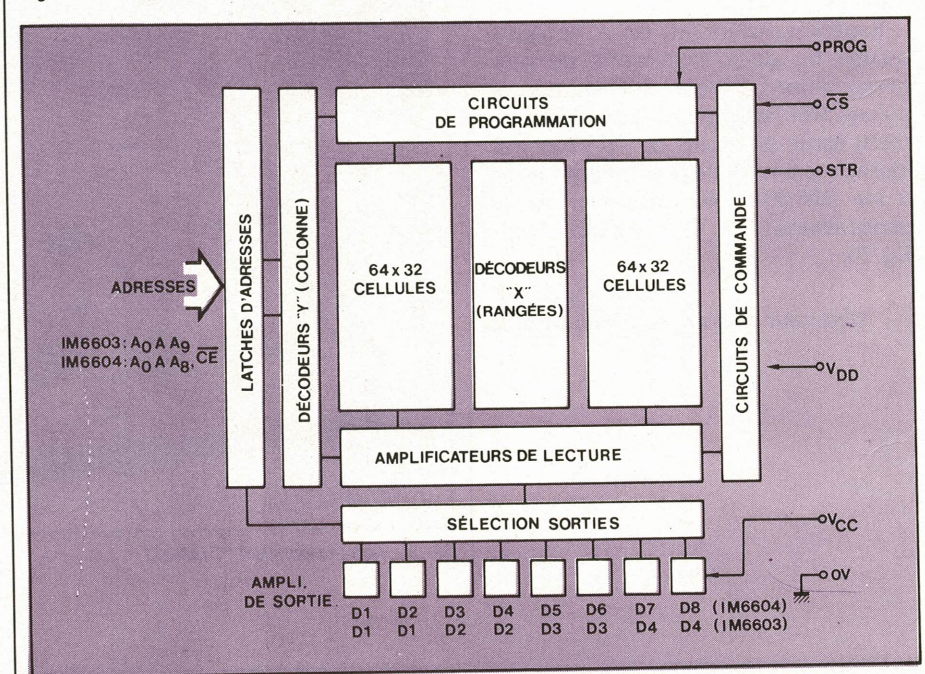


Fig. 2. – Topographie de la puce des IM6603/04.

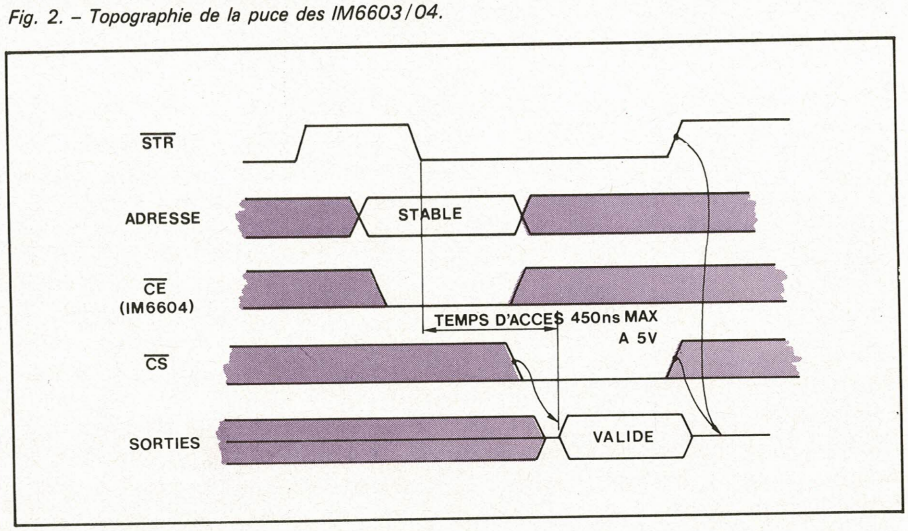


Fig. 3. – Cycle de lecture de la REPROM IM6603.

Programmation

L'écriture de la REPROM s'effectue très simplement comme le montrent les chronogrammes de la **figure 6.**

La mémoire et les circuits de programmation doivent fonctionner en haut niveau (10 V). La broche CS permet de porter les amplificateurs de sortie à leur état haute impédance et de valider les circuits d'entrées données connectés aux mêmes broches ($\overline{CS}$ = 1).

Pour inscrire dans la mémoire la donnée appliquée aux bornes 01... 04... 08, il suffit alors de présenter une impulsion de programmation de – 40 V pendant 15 ms.

La vérification peut s'effectuer immédiatement après par un cycle de lecture normale. Quand on programme cette mémoire, il est conseillé d'effectuer des cycles écriture-vérification afin de réduire la durée de l'opération de programmation.

Expérimentalement, on a constaté qu'une ou deux impulsions de programmation étaient suffisantes et qu'une REPROM pouvait être entièrement écrite en moins de 15 secondes (durée maximum de la programmation d'une IM6604 : 40 secondes sur le programmateur PC/M660) **(voir fig. 7).**

Michel Ouaknine
Directeur des applications Intersil

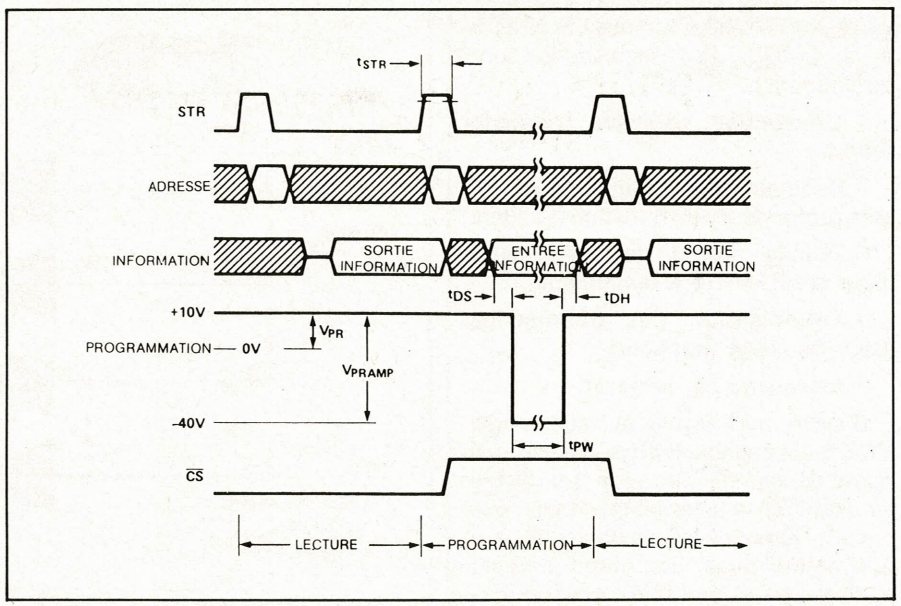


Fig. 6. – Cycle de lecture et de programmation.

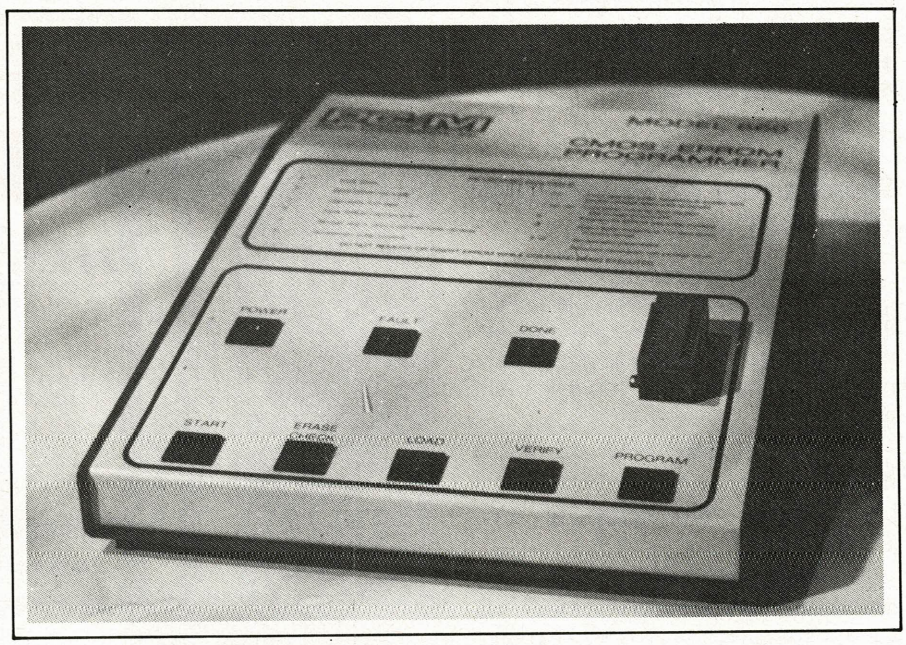


Fig. 7. – Programmateur PC/M660.

Le procédé « FAMOS »

Au niveau du point mémoire proprement dit, la programmation consiste à porter la tension drain-source d'un transistor à grille flottante à une cinquantaine de volts. L'avalanche qui se produit alors dans la diode canal-drain génère des électrons rapides qui ont suffisamment d'énergie pour traverser la couche d'oxyde de silicium (1 000 A) isolant la grille du canal.

Quand on supprime la tension de programmation, les électrons se trouvent « piégés » dans la grille car ils n'ont plus assez d'énergie pour traverser la couche d'oxyde en sens inverse. Pour permettre aux électrons de se recombiner dans le substrat, on leur fournit de l'énergie en les exposant à un rayonnement ultra-violet important (6 W/cm^2) ; ceci permet d'effacer la programmation.

Cette technique, mise au point chez Intel par le Docteur Dou Frohman-Bentchkorvski, porte le nom de procédé FAMOS (Floating gate Avalanche induced MOS).

Dans le cas de la mémoire IM6603/04, le transistor FAMOS est un MOS à canal P qui est normalement bloqué (transistor à enrichissement). La programmation le rend conducteur (grille négative).

Ces 2 états stables sont lus par un transistor P MOS de commutation placé en série. L'effacement se fait en une vingtaine de minutes à l'aide d'une lampe UV.

Réalisation d'un programmateur de REPROM IM6 603

Le programmateur décrit est une carte périphérique qui se connecte directement sur le micro-ordinateur « Intercept Junior » (équipé du microprocesseur IM6100 – une seule carte).

Celui-ci doit par ailleurs être équipé d'une carte mémoire RAM6951 (1 k x 12 bits) et d'une carte d'interface série 6 953 (interface télétype ou CRT).

La carte programmeur comprend simplement un PIO (ou IM6100), quelques composants discrets et un support 24 broches type Textool pour la REPROM à programmer.

Le micro-ordinateur « Intercept Junior » est utilisé aussi bien comme outil d'initiation que comme système de développement « bas de gamme ».

A noter que toutes les fonctions essentielles sont réunies sur la carte de base : CPV, RAM, ROM de mise au point, clavier, affichage, alimentation (4 piles de 1,5 V), connecteurs pour extensions...

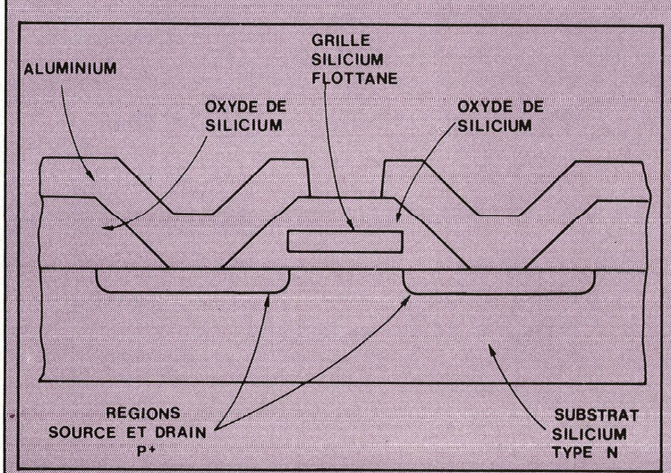
Dans cette réalisation, la ROM de mise au point est remplacée par une autre ROM (ODT) qui permet de connecter un terminal pour charger, visualiser et mettre au point des programmes ; le micro-ordinateur est alimenté sous 10 V.

Le « listing » ci-contre montre, à titre indicatif, deux des sous-programmes nécessaires : celui qui permet d'initialiser le PIO (sélection de mode et définition des bits à commander individuellement) et celui qui doit être appelé chaque fois que l'on désire faire un cycle de programmation (écriture de la REPROM).

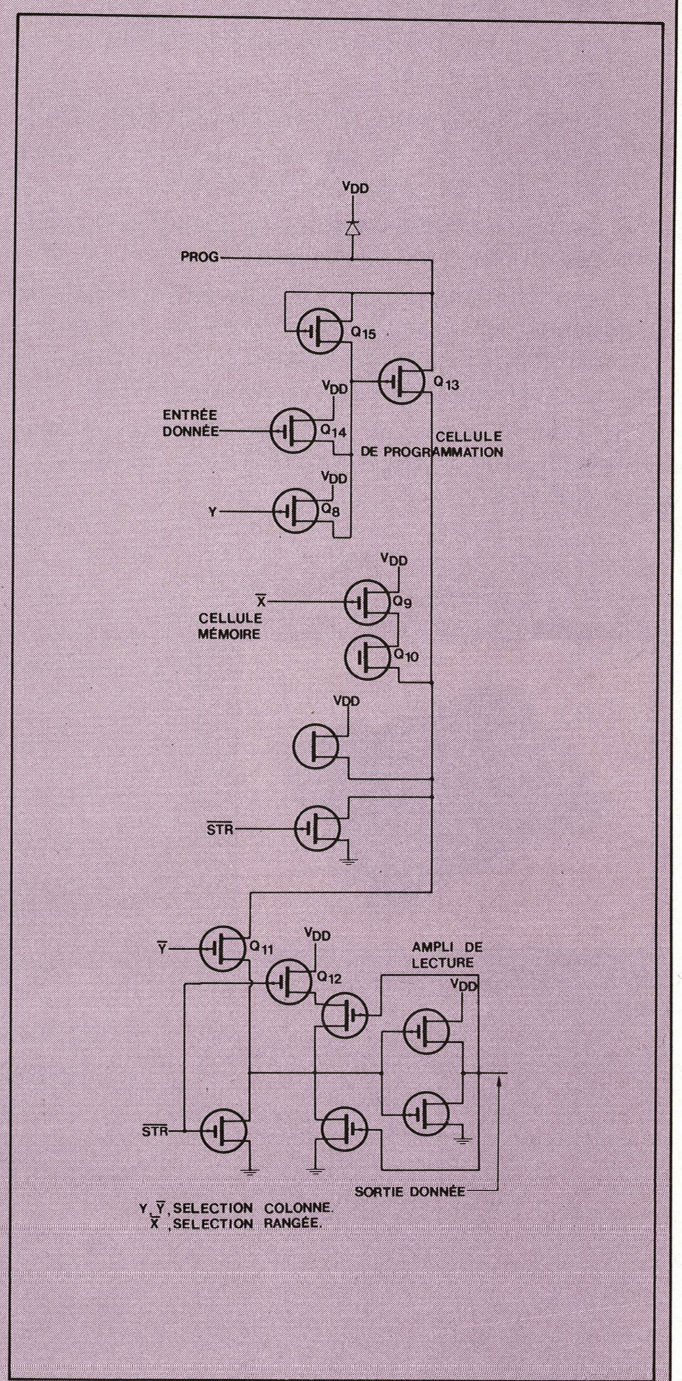
Le fonctionnement de ce programmateur est extrêmement simple. L'élément principal en est le PIO ; sous contrôle du programme, il réalise les opérations suivantes :

– mémorisation de l'adresse en sortie du coupleur B ;

– chargement du registre d'adresse de la REPROM ;



Structure du transistor FAMOS.



Organisation du point mémoire.

– mémorisation des données à programmer (coupleur B) ;

– commande de l'impulsion de programmation (– 40 V) ;

– lecture du contenu de ce qui vient d'être inscrit à travers le coupleur B.

Le programme se charge ensuite de déclencher les opérations suivantes :

– comparaison avec ce qui aurait dû être inscrit ;

– nouveau cycle de programmation suivi d'une vérification si nécessaire (maximum 8 essais) ;

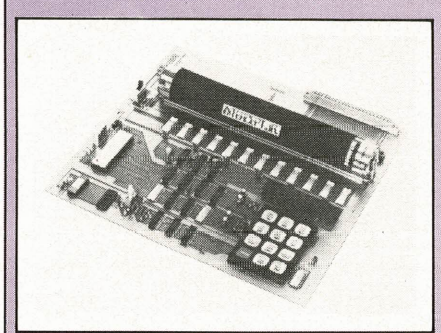
– écriture de l'adresse suivante jusqu'à la dernière adresse choisie.

Le programmateur peut travailler mot par mot, lire une bande contenant la table de vérité, vérifier une programmation, éditer les erreurs, perforer une bande (et imprimer) selon le contenu de la REPROM.

Le schéma ci-contre peut être aisément modifié pour permettre la programmation d'une REPROM du type IM6604.

```
                /
                /
                /  SØUS PRØGRAMME DE PRØGRAMMATIØN DE L'IM6103
                /
          6316  WSR=6316          / ECRITURE REGISTRE D'ETAT
          6300  SETPA=6300       / MISE A "1" DES BITS
                                  / DE STR (PA11), CS (PA10) ET PRØG (PA9)
          6301  CLRPA=6301       / R.A.Z. DE CES BITS
          6306  WPB=6306         / ECRITURE CØUPLEUR B
          6307  RPB=6307         / LECTURE CØUPLEUR B
                /
          7201  STR=CLA IAC              / SELECTIØN BIT 11 (STR)
          7305  CS=CLA CLL IAC RAL       /   "   "   "  10 (CS)
          7307  PRØG=CLA CLL IAC RTL     /   "   "   "   9 (PRØG)
                /
         *0200  *200
00200    0000  INIT,   0
00201    7200          CLA               / R.A.Z ACCUMULATEUR
00202    1205          TAD     MØDE      / SELECTIØN MØDE 11 DU PIØ
00203    6316          WSR               / ECRITURE MØDE
00204    5600          JMP I   INIT      / RETØUR
00205    0014  MØDE,   0014
                /
                /
                /  SØUS PRØGRAMME GENERANT 1 CYCLE DE PRØGRAMMATIØN
                /
         *0300  *300
00300    0000  PRØGR,  0
00301    7200          CLA
00302    1010          TAD     ADR       / CHARGEMENT ADRESSE A PRØGRAMMER
00303    6306          WPB               / SØRTIE SUR CØUPLEUR B
00304    7201          STR               / SELECTIØN BIT STR
00305    6301          CLRPA             / R.A.Z. STR
00306    7305          CS                / SELECTIØN BIT CS
00307    6300          SETPA             / MISE A "1" CS
00310    7200          CLA
00311    1011          TAD     DATA      / CHARGEMENT DØNNEE A INSCRIRE
00312    6306          WPB
00313    7307          PRØG              / SELECTIØN BIT PRØG
00314    6300          SETPA             / CØMMANDE PRØG = -40 V
00315    5100          CALL
00316    0456          TEMPØ             / ATTENTE 15 MS
00317    7307          PRØG
00320    6301          CLRPA             / R.A.Z. PA9 : PRØG = VCC
00321    7305          CS
00322    6301          CLRPA             / R.A.Z. CS
00323    7201          STR
00324    6300          SETPA             / MISE A "1" STR
00325    5700          JMP I   PRØGR     / FIN DU CYCLE, RETØUR
                /
                /
                /
```

Listing des deux sous-programmes nécessaires.



L'Intercept Junior

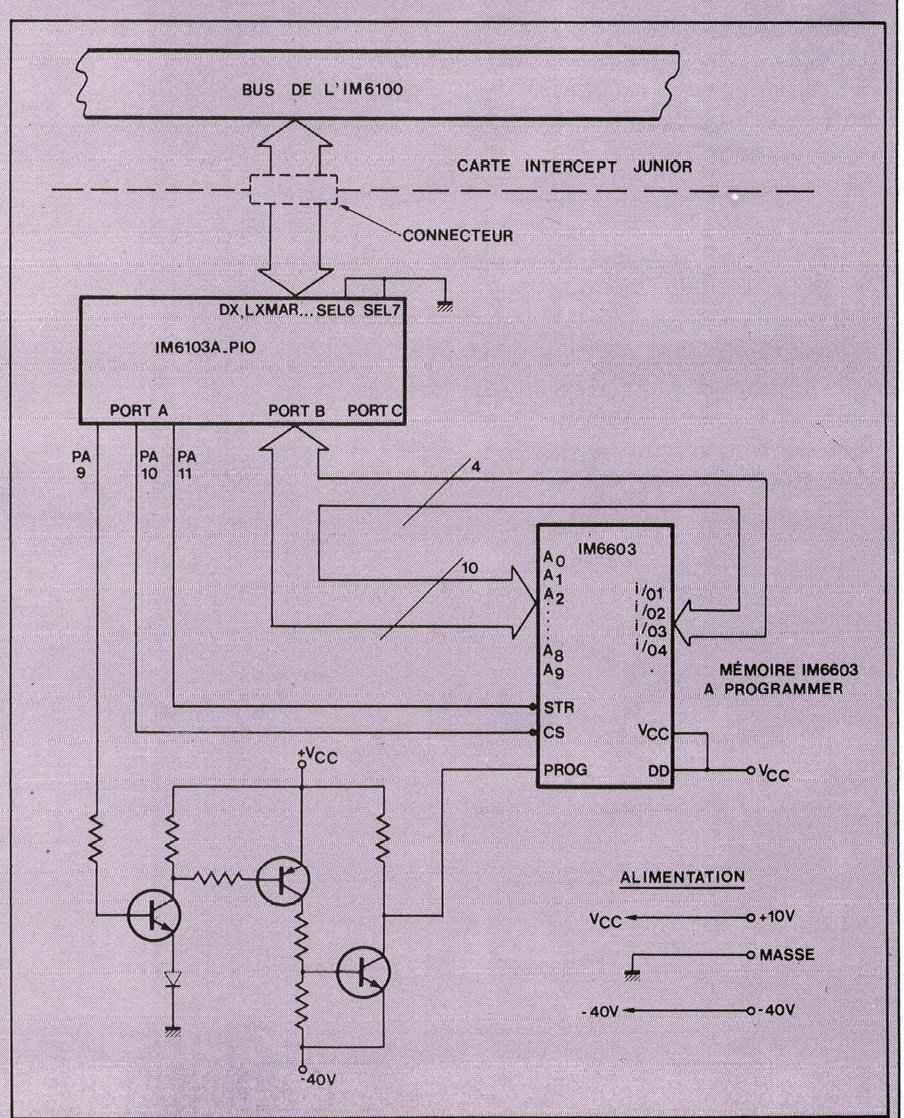


Schéma du programmateur

Visite

Le mât de signaux supportant l'antenne radar locale est situé à peu de distance de la tour de la vigie. A proximité, les installations annexes telles que cloches de brume, haut-parleurs de transmission d'ordres et équipements météo.

LE PORT DU HAVRE

& les systèmes électroniques d'aide à la navigation

Depuis plus de dix ans, le port du Havre occupe la troisième place européenne dans le classement des ports de commerce, avec environ 80 millions de tonnes de marchandises traitées par an. Premier port français dans le domaine des conteneurs, il est fréquenté par de nombreux navires à rotations rapides dont les horaires sont presque aussi stricts que ceux des lignes aériennes régulières. Avec la création du port pétrolier en eau profonde d'Antifer, le Havre fait figure de pionnier dans la course au gigantisme maritime, tout comme certains aéroports dans la course au gigantisme aérien.

Au Havre, la similitude entre trafic maritime et aérien, tant au point de vue densité de circulation, contraintes météorologiques et précision de manœuvre indispensable, a entraîné la création d'un centre de contrôle de navigation faisant appel à des techniques aéronautiques de pointe. Cette réalisation étonnante que nous avons visitée pour vous sert actuellement de modèle à de nombreux ports du monde, confrontés à des problèmes similaires, et n'ayant trouvé nulle part ailleurs de solution aussi magistrale.

Nécessité d'un centre de contrôle de la navigation

Avant la création du centre de contrôle de la navigation, le port du Havre disposait d'un ensemble connu sous le nom de « sémaphore », chargé, comme son nom l'indique, de présenter sur un mât les signaux réglementaires d'interdiction des différents accès, d'assurer une veille dans les limites de la visibilité directe du guetteur, de prendre en charge le trafic radio avec les navires en opérations, et enfin de mettre en œuvre des moyens de surveillance radar en cas d'intempéries réduisant dangereusement la visibilité. Dans ce domaine déjà, le port du Havre avait été le second port européen à s'équiper d'un radar pour la surveillance du trafic maritime, après Liverpool. Avec l'accroissement du trafic, qui atteint environ 50 à 60 mouvements par jour alors que la saturation survient pour un chiffre voisin de 85 mouvements est apparue la nécessité de moderniser ce sémaphore qui n'était officiellement qu'une construction provisoire, datant de la fin de la seconde guerre mondiale.

Si l'on considère que la manœuvre d'entrée d'un pétrolier de 250 000 tonnes par exemple dure environ quatre heures et que durant ce laps de temps les autres mouvements ne peuvent s'effectuer qu'avec la plus grande prudence et une extrême précision, on comprend parfaitement la nécessité d'un centre de contrôle portuaire équipé des moyens d'aide à la navigation les plus puissants, et ne rappelant que de fort loin son ancêtre le sémaphore.

Le point le plus important dans la conception du centre de contrôle est peut-être la décision de mettre en tout temps à la disposition de l'officier de port et de ses contrôleurs les images radar utilisées jusqu'alors uniquement par temps de brume.

En fait, on peut définir la vocation du centre de contrôle portuaire comme étant de regrouper en un seul et même point toutes les données relatives à la navigation dans le port et ses accès, ainsi que toutes les informations se rapportant aux navires à quai. Le centre, exploité sous la responsabilité d'un commandant de port, dispose donc de deux sous-ensembles bien séparés quoique regroupés dans un même bâtiment :

– le service **mouvements,** occupant la vigie, véritable tour de contrôle située à 45 mètres de hauteur et surmontée d'un radôme abritant une salle technique.

Son rôle s'étend à tout ce qui concerne les mouvements de navires, tant à l'entrée qu'à la sortie du port, entre le moment où le bâtiment s'est fait connaître et le moment où il est amarré au quai, ou bien lorsqu'il sort de la zone de prise en charge du port du Havre,

– le service **placement,** occupant une partie du bâtiment situé au pied de la tour, et qui gère tout ce qui concerne les navires à quai (liaisons avec armateurs, transitaires, consignataires etc.), prenant en charge les informations nécessaires à la bonne escale du navire. Ce service dispose d'importants moyens de télécommunications terrestres par téléphone et télex, ainsi que d'un système informatique de diffusion de la situation des postes à quai.

Les moyens du centre de contrôle portuaire

Début 1971 commençaient les travaux qui devaient déboucher début mai 1973 sur la mise en service des installations, le passage de l'ancien sémaphore, démoli depuis, au nouveau centre de contrôle portuaire, ayant pu s'effectuer en une demi-journée seulement, sans interruption de service.

Avant de passer en revue les divers équipements mis à la disposition des contrôleurs de la navigation, nous soulignerons que tous les systèmes dont le rôle peut être considéré comme fondamental (liaisons radio, radars,etc.) sont systématiquement doublés, parfois triplés, ce qui assure une sécurité de service à toute épreuve.

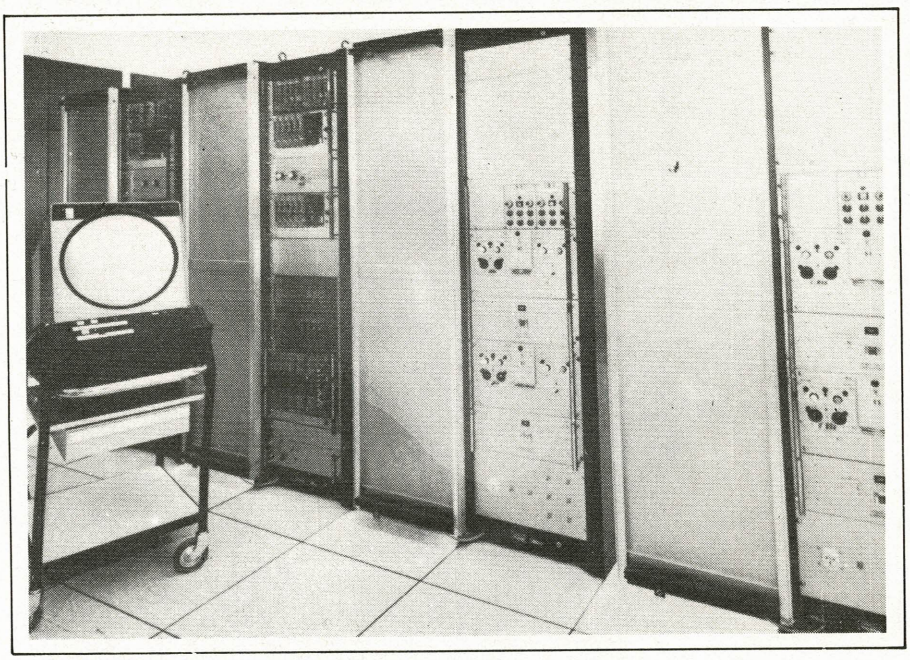
Nous commencerons notre tour d'horizon par les équipements dont dispose le service « mouvements » dont l'objectif est, rappelons-le, de faire rentrer et sortir les navires, dans toutes les conditions, avec le maximum de sécurité, restant entendu que toute décision reste exclusivement du ressort du commandant du bâtiment, seul responsable du navire. Le rôle du centre de contrôle n'est donc pas de donner des ordres, mais plutôt de fournir les indications nécessaires et en tout état de cause, les autorisations indispensables aux mouvements du navire. Rôle de sécurité donc, mais également rôle de régulation, permettant une gestion optimale des ressources portuaires, s'accommodant mieux des limites de saturation du port. Les équipements dont dispose le service « mouvements » lui permettent de connaître à tout moment la situation des navires depuis 50 km au large (zone de prise en charge du port du Havre) jusqu'à 10 km à l'intérieur des terres, ce qui correspond à l'essentiel de la pénétration actuelle des bassins dans les zones industrielles desservies.

Les moyens RADAR

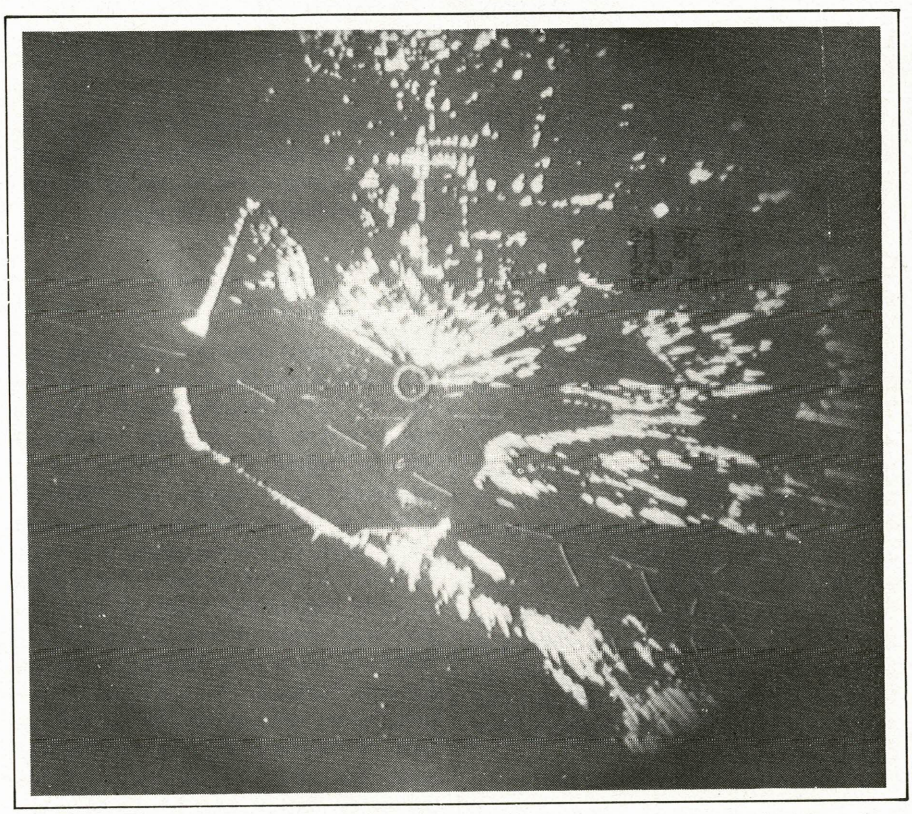
Six stations radar assurent une couverture complète, voire redondante pour des raisons de sécurité de la zone précédemment définie. Deux d'entre elles, répondant à des besoins particuliers, sont exploitées localement, les quatre autres acheminent leurs images sur le centre de contrôle où leur examen simultané est nécessaire. Ceci implique donc des départs d'informations à large bande passante par faisceaux hertziens, comme en témoigne la carte des stations radar.

La grande innovation en matière de radars maritimes est, au Havre, la mise en œuvre de la technique aéronautique de conversion des images radar en images télévision. L'intérêt majeur de cette technique est de permettre l'examen **en plein jour** des images radar qui viennent ainsi compléter en tout temps l'observation directe qui devient alors presque secondaire. Le confort d'exploitation ne présente aucune commune mesure avec la lecture sur PPI, dont la trop faible rémanence exige l'observation en salle obscure et ne permet de conserver l'image que peu de temps après passage du spot. Lors de la transformation en images TV, par contre, une mise en mémoire électronique intervient entre chaque balayage, ce qui permet d'observer en tout temps la totalité de l'image avec une luminosité égale. L'image est renouvelée sur l'écran 50 fois par **seconde** au lieu de quelques dizaines de fois par **minute** dans le cas d'un PPI. Cette image mémorisée est bien sûr remise à jour, « rafraîchie », à chaque balayage du radar.

Cet équipement, réalisé par Thom-



Les baies de transformation des images radar en images TV. A gauche, un moniteur de contrôle de la vidéo (cliché PAH).



Sur cette image radar visualisée sur téléviseur, sont indiquées la date, l'heure, ainsi que des informations relatives au vent et à la marée (cliché Thomson-CSF, G. Warin).

son CSF (T.VT), fait en effet appel à des tubes à mémoire de types TMA 416 et TMA 426. Ces tubes sont constitués de deux canons situés face à face de part et d'autre d'une cible semi conductrice servant d'élément à mémoire. Le premier canon, décrivant un balayage polaire ($\rho\theta$) dépose des charges matérialisant l'image radar. Ces charges subsistent sur la cible jusqu'au balayage suivant. Ce temps de rémanence pourrait atteindre sans difficulté une dizaine de minutes ce qui est considérable en comparaison de la rémanence des tubes cathodiques de PPI. Le second canon, décrivant un balayage télévision de 875 lignes (xy) collecte les charges qui participent alors à l'élaboration du signal vidéo. On notera que ce procédé permet de choisir différentes échelles pour une même image radar. Dans le cas évoqué ici, le choix peut s'effectuer dans un rapport de 1 à 8, l'excentrement pouvant atteindre 4 rayons. Cet équipement de visualisation TV des images radar permet par ailleurs de remplir diverses fonctions annexes fort appréciables. Chaque téléviseur de visualisation est muni d'un système permettant la mesure automatique des distances et des azimuts sur l'écran. Un marqueur lumineux est déplacé sur l'écran grâce à un dispositif manuel, puis la prise en compte des coordonnées du point désigné par le marqueur est déclenchée par action sur un poussoir. Après prise en compte d'un second point apparaît sur l'écran le vecteur défini par les deux points, ainsi qu'en caractères synthétisés le module et l'argument de ce vecteur, c'est-à-dire en termes géographiques la distance et l'azimut. La précision obtenue est de $\pm$ 25 m en distance et de $\pm$ 20' d'angle en azimut.

Par ailleurs, des insertions alphanumériques apparaissent sur l'image, à un endroit choisi par l'opérateur pour ne pas masquer une région intéressante, et qui indiquent la date, l'heure, le niveau de la marée, et enfin direction et vitesse du vent.

Des cartes électroniques générées par mémoires mortes sont superposées à l'image radar, matérialisant ainsi les routes que doivent suivre les navires (axes des chenaux, position des bouées, etc.). Tout écart pourra ainsi être instantanément dépisté et transmis par radio au pilote du bâtiment en manœuvre.

Un clavier de commande permet, sur chaque téléviseur, de sélectionner la station radar dont on désire visualiser l'image, ainsi que l'échelle souhaitée. En fait, chaque combinaison est repérée par un code alphanumérique reproduit sur la touche correspondante du clavier, et correspond à une des zones représentées sur la carte de couverture (H_1, S_1, S_2, S_3, S_4, B_1, M_1, M_2). Nous allons expliciter les caractéristiques de ces zones en envisageant séparément chaque station radar.

● La station du phare de La Hève

Souvent dénommée « station principale » en raison de son importance capitale en matière de couverture radar, cette station est implantée au sommet du phare de La Hève, c'est-à-dire à la cote de 128 m au-dessus du zéro des cartes marines. Cette station, entièrement automatique, et télécontrôlée depuis le poste de contrôle, est équipée d'un radar Thomson CSF, dérivé des modèles équipant certains bâtiments de la Marine Nationale. Fonctionnant en bande X, sur 9 010 MHz, il émet une puissance de crête de 40 kW sous forme d'impulsions de durée 150 ns répétées à une fréquence de 1 000 ou 2 000 Hz suivant les besoins. Une antenne à fentes très particulière a été spécialement

conçue pour cette installation, dont l'erreur de localisation à une distance de 10 km, ne doit pas excéder ± 25 m. Ceci conduit à choisir une ouverture angulaire horizontale de 0,25° (à – 3 dB), ce qui implique une envergure de 9,50 m. Un support de 700 kg supporte cet aérien, tournant à une vitesse de 15 tr/mn. Ce radar, d'un coût approximatif de 6 millions de francs, capable de porter à une quarantaine de kilomètres dans de bonnes conditions, couvre les zones H_1 (couverture large Antifer), S_1 (couverture large le Havre), S_2 et S_3 (chenal d'accès au Havre).

Il est secouru, le cas échéant, par un radar « Raythéon » 1645/12X d'ouverture angulaire horizontale 0,65° donc d'envergure de 4 m, et de puissance crête 45 kW.

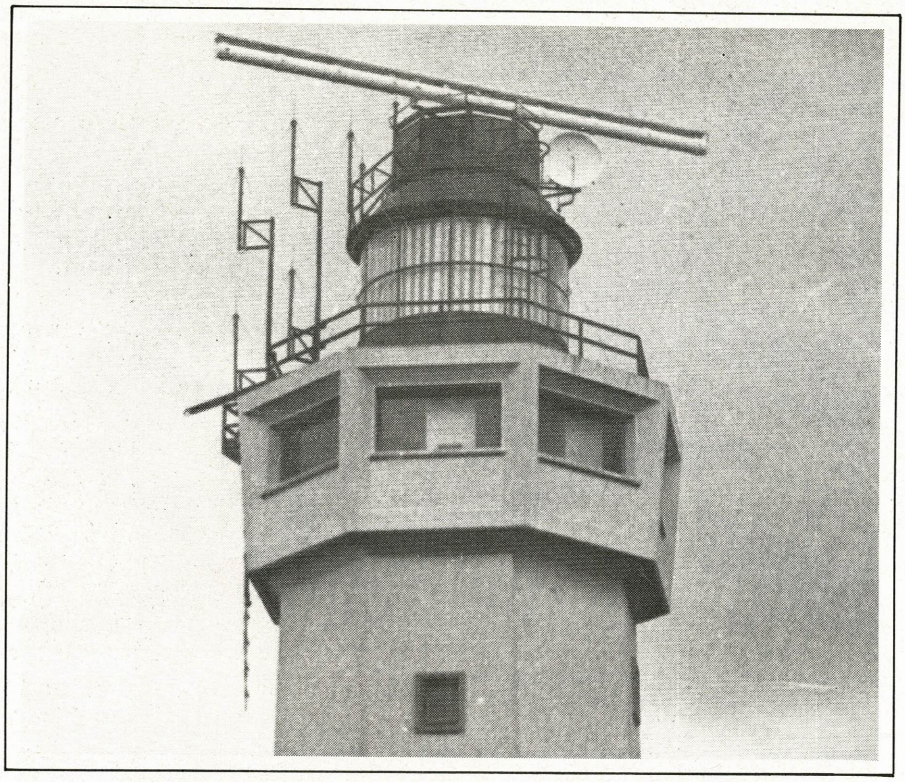
Les images de ces deux radars sont déportées, en mode polaire, vers le centre de contrôle où s'effectue le traitement et l'exploitation des signaux.

Ce déport est assuré par un faisceau hertzien d'une longueur de 4 km, fonctionnant en diversité de fréquences, sur 7 184 et 7 345 MHz. A la réception, une mesure des deux tensions de CAG permet un choix automatique de la meilleure voie. L'équipement est du type FH 664 de Thomson-CSF. L'antenne d'émission est montée également au sommet du phare, alors que celle de réception est abritée par le radôme coiffant le centre de contrôle, dans lequel sont regroupées les paraboles de réception de tous les faisceaux hertziens utilisés. Ce faisceau hertzien « La Hève » est associé à un multiplex THC 310, de 10 MHz, muni de 4 voies : la première, offrant une bande passante de 5 MHz, sert à acheminer les signaux du radar « Thomson » (150 ns). La voie 3, d'une bande passante de 2 MHz, est utilisée pour le radar « Raythéon » (600 ns). La voie 4, centrée autour de 9,5 MHz, regroupe 24 voies téléphoniques dont la suite nous expliquera le rôle, ainsi que les informations « incrément » et « top Nord » des radars, générés par des codeurs optiques à 4096 bits par tour d'antenne.

● La station du centre de contrôle

Cette station fait appel à un radar « Raythéon » 1 645/12X couramment rencontré sur les navires marchands, mais doté d'un magnétron accordable permettant de caler sa fréquence en dehors de la bande des radars « marine » équipant les navires. Un second équipement du même type assure la redondance nécessaire à la sécurité d'exploitation souhaitée.

La station couvre normalement la zone S_4, mais est également capable de secourir la station « La Hève » sur les zones S_2 et S_3. Rappelons que le secours de H_1 et S_1 est assuré par le radar « Raythéon » de La Hève.



La station principale du phare de La Hève.

En raison de sa situation et de la faible étendue de la zone à couvrir, cette station peut s'accommoder sans inconvénient d'un radar moins élaboré, donc moins coûteux que celui équipant la station principale de La Hève. Le 1 645/12X, d'une puissance de 45 kW, est équipé d'une antenne à fentes de 4 m d'envergure, attaquée par des impulsions de 80 ns répétées à 4 kHz, ou bien de 600 ns répétées à 1 kHz. L'ouverture angulaire horizontale est de 0,650 à – 3 dB, ce qui s'avère tout à fait satisfaisant au point de vue précision de localisation aux distances considérées. Le départ des informations vers le centre de contrôle ne pose aucun problème et est réalisé par câble coaxial.

● La station du bassin de marée

Cette station a été édifiée dans le but de couvrir une zone en partie masquée au radar du centre de contrôle, la zone M_1. Le radar utilisé est un « Raythéon » 1 620/12X de 20 kW, dont les autres caractéristiques sont identiques à celles du 1 645/12X. Le déport des informations posait un problème du fait de l'occultation périodique du trajet direct du FH par les superstructures des navires en manœuvre. C'est pourquoi le faisceau « direct » a été complété par un second équipement utilisant un relais passif situé dans une direction totalement différente. Les fréquences étant différentes, les diversités d'espace et de fréquence se trouvent simultanément obtenues.

La station de l'écluse « François-1er »

Il n'est peut-être pas inutile de rappeler que le port du Havre a mis en service en 1971 l'écluse maritime la plus volumineuse du monde (longueur 469 m largeur 67 m hauteur 24 m) accessible aux navires de 250 000 tonnes à pleine charge. Cet ouvrage est destiné à donner accès aux gros navires à la partie du port située dans la zone industrielle selon la conception : « le bateau dans l'usine ». La surveillance radar des abords de cette écluse « François 1er » est donc essentielle, et est assurée par un radar « Raythéon » identique à celui couvrant le bassin de marée. Les zones desservies par cette station sont M_1 et M_2.

Le départ de l'information au centre de contrôle est toujours assuré par faisceau hertzien, à ceci près que la conversion des images radar en images TV est effectuée sur place, afin de permettre en plus une bonne exploitation locale par le PCC de l'écluse. La conséquence de ceci est que la liaison est réalisée au moyen d'un faisceau hertzien « TV » identique à ceux utilisés pour les reportages en direct, et non plus au moyen d'un FH « radar » comme précédemment. Le signal vidéo reçu est donc dirigé directement sur les indicateurs cathodiques TV, sans transiter par les baies de transformation d'image IPT 14.

Les deux stations à exploitation locale

Les images radar de ces deux stations ne sont pas acheminées vers le centre de contrôle en raison de leur utilité essentiellement locale. Ces stations, équipées également de radars « Raythéon », surveillent en effet l'intérieur du port pétrolier d'Antifer, dont les mouvements sont gérés sur place par un centre de contrôle spécialisé, et d'autre part l'injection en Seine des navires au niveau de l'écluse située sous le pont de Tancarville.

Nous venons donc de mesurer le rôle non seulement de guidage, mais également de régulation du trafic rempli par cette installation ultra-moderne d'exploitation des informations radar, faisant appel à des conceptions nouvelles de l'utilisation des radars portuaires.

Les moyens radio

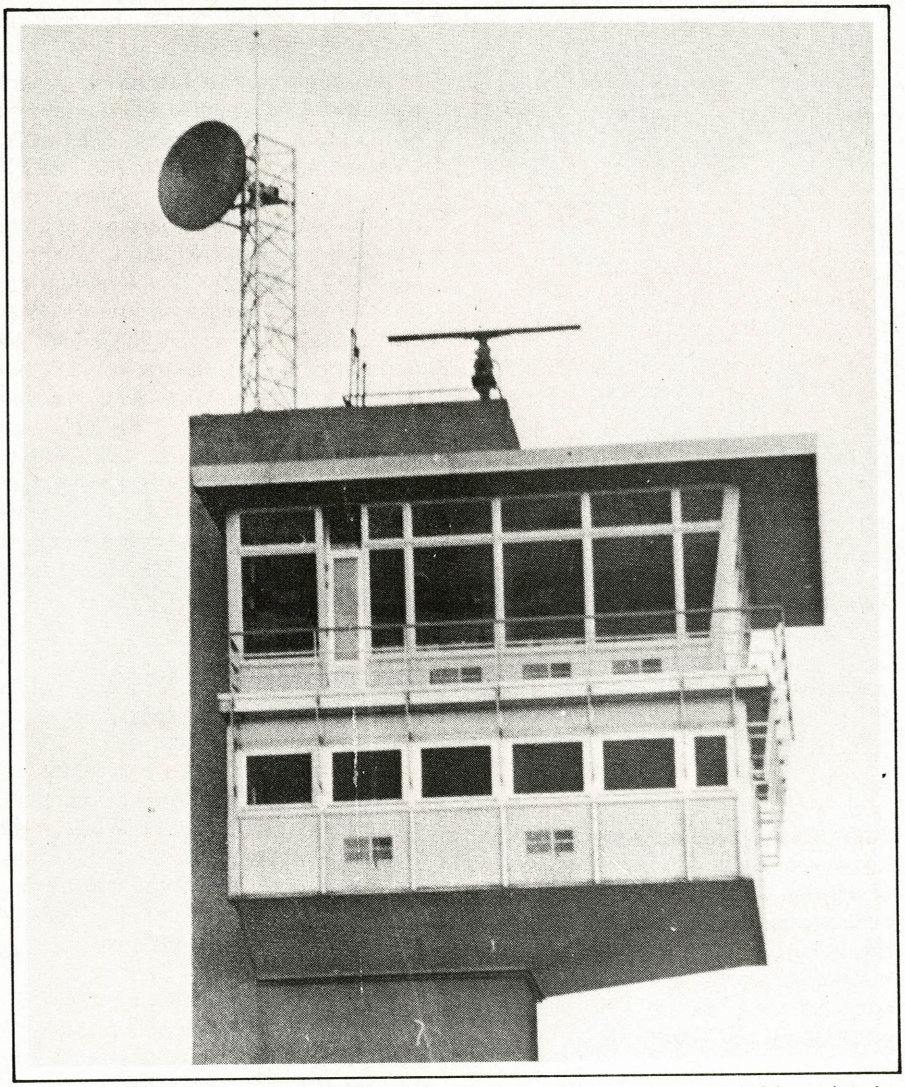
Si la mise à disposition constante des contrôleurs de la navigation d'images radar sur écran TV permet une centralisation de très nombreuses informations, il n'en demeure pas moins fondamental de disposer d'excellentes liaisons radio avec les navires, permettant de la sorte de faire profiter pleinement le commandant de bord et le pilote des renseignements ainsi obtenus.

L'implantation de stations de radiocommunications efficaces doit faire l'objet de soins particuliers pour assurer les performances voulues, notamment au point de vue portée. Au Havre, les stations émettrices et réceptrices ont été placées sur des points hauts de la ville garantissant ainsi le dégagement nécessaire des antennes.

La station de réception a été implantée elle aussi sur le phare de La Hève, ce qui présente un double avantage : situation favorable à la réception des messages venant du Nord et disponibilité des voies téléphoniques offertes par le faisceau hertzien du radar pour le déport vers le centre de contrôle des signaux reçus.

La baie réception, télécontrôlée depuis le centre de contrôle permet l'écoute des voies suivantes :

- voie 16 (156,80 MHz) fréquence d'appel et de détresse,
- voie 12 « Havre Port » simplex : trafic extérieur au port (contrôleur n° 1),
- voie 14 « Havre Radar » simplex : trafic extérieur au port (contrôleur n° 1),
- voie 20 « Havre Port » duplex : trafic intérieur au port (contrôleur n° 2),
- voie 22 « Havre Radar » duplex : trafic intérieur au port (contrôleur n° 2),



Sur le toit du PCC de l'écluse François-1er sont montés le radar Raythéon et l'antenne du faisceau hertzien TV transmettant les images traitées au centre de contrôle.

- voies 6 et 8 communications navire-navire (pilotage, remorquage, etc.),
- deux voies privées d'exploitation (capitainerie, dragages) 157,45 et 157,55 MHz « Havre capitainerie » et « Havre travaux »,
- diverses voies privées (sécurité, remorquage, etc.).

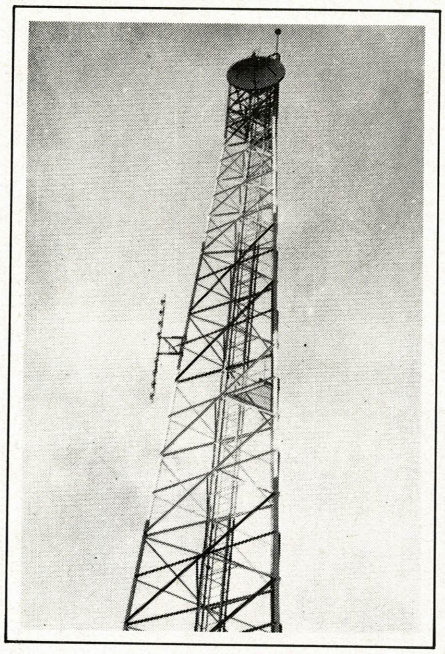
D'autres voies marines sont utilisées dans le même secteur par d'autres organismes, par exemple les P.T.T. qui exploitent sur les voies 21 et 23 le service de radiotéléphonie couplé au réseau téléphonique public (« Le Havre radio »). Les sites d'implantation des antennes sont différents.

Le centre d'émission travaillant sur les mêmes voies est situé au sommet d'un château d'eau, atteignant ainsi l'altitude de 140 m, contre 128 m pour la station réceptrice. La liaison phonie et télécommande avec le centre de contrôle se fait par lignes P.T.T. spécialisées.

A l'émission comme à la réception, des équipements d'interface réalisent l'adaptation avec ces lignes 600 Ω et l'amplification nécessaire au raccordement d'un nombre quelconque de haut-parleurs et de micros. Chaque utilisateur des liaisons radio dispose en effet d'un pupitre muni d'un micro, d'un haut-parleur, et d'un clavier de sélection des fréquences. La pression sur une touche entraîne le raccordement immédiat aux équipements terminaux des lignes téléphoniques aboutissant à l'émetteur et au récepteur considérés. Les utilisateurs de la radio éloignés du centre de contrôle disposent des mêmes possibilités, d'autres lignes P.T.T. spécialisées assurant leur raccordement aux installations de ce dernier.

Des stations d'émission et de réception de secours sont prévues sur différents points hauts du port (pylones de feux d'alignement, vigie du centre de contrôle, etc.) ainsi qu'en local.

Un point important est que toutes les conversations radio échangées sont enregistrées sur un magnétophone à 16 pistes disposant de deux platines permettant le secours instantané et automatique en cas de défaillance et également le service continu 24 heures sur 24. Chaque bande offre une autonomie légèrement supérieure à 24 heures, ce qui signifie que toutes les conversations échangées en un



Au sommet des falaises dominant le port d'Antifer, se dresse le pylône du faisceau hertzien PTT acheminant les voies téléphoniques nécessaires à l'exploitation du nouveau port. A mi-hauteur est visible l'antenne 430 MHz de la station centrale SAREA.

mois tiennent sur une trentaine de bobines qui sont effacées le mois suivant et réutilisées si aucun incident ne justifie l'extraction et le dépouillement détaillé de telle ou telle bobine. Un code horaire est également inscrit de façon continue sur la bande. L'installation a été réalisée par Racal.

Le télécontrôle des équipements périphériques

Nous avons vu que de nombreux équipements périphériques sont exploités de façon entièrement automatique, sans aucune présence de personnel. Ceci conduit donc à ramener au centre de contrôle les fonctions de commande et de surveillance à distance. Les équipements concernés sont, entre autres, les phares, les mâts de signaux, les centre d'émission et de réception radio, les stations radar, les feux d'alignement du chenal, etc.

L'émission de chaque commande est suivie de la réception d'une information rendant compte de la bonne exécution de l'ordre. De plus, un certain nombre de paramètres tels que la présence du secteur E.D.F., des différentes alimentations, etc. sont surveillés en permanence et repérés par des voyants de trois couleurs dont le code est le suivant :

Vert : fonctionnement normal

Jaune : défaut bénin, prévenir le technicien à la première heure ouvrable

Rouge : défaut grave, prévenir le technicien sans délai.

Un rapport édité automatiquement sur imprimante détaille à l'intention du technicien les défauts constatés. L'équipement, construit par CETT, opère la transmission par interrogation cyclique de chaque paramètre, la priorité étant donnée à toute télécommande. La vitesse de transmission est de 600 bauds, ce qui permet de gérer d'une façon satisfaisante jusqu'à 94 termes de télécommande et 168 termes de surveillance. La liaison est bien sûr assurée avec chacun des sites surveillés par lignes P.T.T. spécialisées. Les commandes à caractère technique aboutissent seulement en « salle technique » alors que les commandes à caractère opérationnel sont également renvoyées à la vigie.

Les systèmes de radiolocalisation

Outre les deux réseaux « TORAN » couvrant la baie de Seine et qui sont, rappelons-le, basés sur un système de coordonnées hyperboliques obtenues par mesure du déphasage entre les signaux reçus de stations fixes terrestres, le Port Autonome du Havre et le Service des Phares et Balises ont mis en place un système extrêmement précis de radiolocalisation destiné au pilotage des pétroliers géants aux abords du port d'Antifer. La précision sur la mesure de position est de l'ordre de **deux mètres**. Ce système, appelé SAREA (système d'aide radioélectrique Antifer) est le fruit de la combinaison de la technique SYLEDIS (système léger de mesure de distances) avec des équipements de transmission de données et de calcul. Le matériel a été étudié et réalisé par la Sercel, déjà connue par ses réalisations dans le domaine TORAN.

Le but du système est de fournir au pilote du « super-tanker » des renseignements de distance, vitesse, cap, etc. que ne peut donner l'installation radar, et ce avec la plus grande précision possible.

Contrairement au système de radiolocalisation « TORAN » qui fait appel à des équipements embarqués passifs (récepteurs et phasemètres), le SAREA est basé sur l'embarquement à bord du mobile d'un répondeur radio dont l'antenne devient alors le point précis du navire dont on mesure les évolutions. Le pilote, quant à lui, est muni d'un coffret de visualisation miniaturisé sur l'écran duquel il fait apparaître à son gré les paramètres qu'il désire lire. Ces deux coffrets sont alimentés de façon autonome par batteries cadmium-nickel.

L'installation terrestre du SAREA comporte une sation centrale et deux stations latérales dont le fonctionnement est le suivant :

La station centrale émet une impulsion HF dans la bande des 430 MHz, à destination du répondeur embarqué. Celui-ci émet alors à son tour une impulsion, qui est reçue à des instants dépendant de la position du répondeur, par la station centrale et les deux stations latérales, qui répercutent à leur tour l'information sur la station centrale. Cette dernière dispose donc des éléments de calcul des distances D_1, D_2, D_3 séparant le répondeur des trois stations terrestres. Ces données sont transmises par voie téléphonique P.T.T. à un calculateur situé au centre de contrôle, distant d'une quinzaine de kilomètres, calculateur dans la mémoire duquel a été préprogrammée la trajectoire idéale correspondant aux axes des chénaux. Dès lors, le calculateur élabore les paramètres suivants :

E : écart en mètres entre l'antenne du répondeur et l'axe du chenal.

L : distance en décamètres à parcourir pour atteindre la fin du segment de chenal (qui en comporte 10) où se trouve le navire.

L' : même renseignement pour la fin du segment suivant.

U : composants du vecteur « vitesse fond ».

V " "

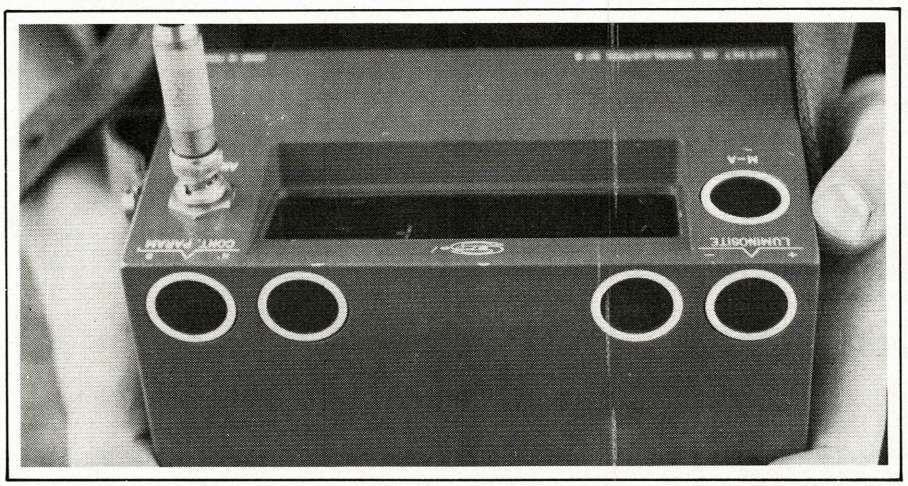
W : module du vecteur « vitesse fond ».

β : angle en degrés entre route fond réelle et trajectoire idéale.

L'utilisation de deux coffrets de mesure disposés en deux points du navire permettrait en outre de mesurer la vitesse de variation du cap (accélération angulaire) en centièmes de degrés par seconde.

Les résultats de ces calculs sont acheminés, toujours par voie P.T.T., vers la station centrale qui les réémet à destination du coffret de mesure embarqué, ou répondeur. Ce dernier, jouant donc le rôle de terminal de transmission de données, répercute enfin par radio l'information sur le coffret de visualisation que le pilote porte autour du cou. Une simple pression sur un bouton permet ainsi au pilote de faire afficher en 7 segments les paramètres qu'il souhaite étudier. L'avis des pilotes est unanime quant à la puissance de cet outil de travail qu'est le SAREA.

Ajoutons que pilote et équipement SAREA sont conduits à pied d'œuvre par un hélicoptère « Alouette III » basé à l'aéroport du Havre-Octeville et relié par radio aux navires et au centre de contrôle.



L'un des coffrets de visualisation du SAREA. Toutes les informations utiles au pilote sont centralisées sur l'afficheur de ce boîtier.

Des boutons-poussoirs étanches à effleurement permettent au pilote de demander la visualisation des informations qu'il désire.

L'alimentation en énergie

D'une façon générale, toute installation remplissant des fonctions de sécurité doit se trouver à l'abri des aléas d'alimentation électrique, donc disposer de sources de remplacement. Le centre de contrôle n'échappe pas à cette règle.

Connecté au réseau E.D.F. moyenne tension par l'intermédiaire d'un poste de transformation de 315 kVA, l'ensemble du centre est équipé d'un réseau 220 V triphasé. Un groupe électrogène de 150 kVA est capable de secourir sous 10 secondes (temps de montée en régime du volant) toute défaillance du réseau. Un ordre de priorité est défini de façon à étaler sur 30 secondes le couplage des différents départs du tableau basse tension. Des délais de couplage aussi courts imposent bien sûr le démarrage automatique du diesel et le raccordement automatique des jeux de barres dans l'ordre défini.

Certains équipements électroniques, toutefois, ne peuvent tolérer la moindre défaillance de l'alimentation ; pour eux, le délai de couplage de dix secondes reste prohibitif. Le réseau 220 V triphasé qui leur est attribué est donc alimenté par un onduleur statique connecté à des batteries d'une tension de 350 V, assurant une autonomie de une heure.

Ces batteries sont à leur tour branchées en tampon sur un chargeur alimenté par le réseau EDF ou le diesel. En cas de panne EDF simple, les batteries ne débitent donc que pendant quelques dizaines de secondes au maximum. L'autonomie de une heure est amplement suffisante pour vaincre, le cas échéant, un problème de démarrage des diesels. En cas de défaillance de l'onduleur qui, rappelons-le, fonctionne en permanence, c'est cette fois le secteur EDF qui intervient comme source de secours. La commutation « normal-secours » s'opère automatiquement dès la première demi-période d'absence d'alimentation.

Les moyens du service « placement »

Le rôle de ce service, rappelons-le, est la gestion des postes à quai, et sous entend donc une connaissance parfaite de la situation des différents quais, présente et à venir (navires attendus ou en partance). Pour cela, le service « placement » est en liaison avec le service « mouvements » par différents systèmes d'interphones et d'autographes. Chaque opération contrôlée par le service « mouvements » est immédiatement rétrogradée sur le service « placement » qui peut alors mettre à jour ses informations. Tous les renseignements relatifs aux postes à quais sont précisément gérés par un calculateur microprogrammé temps réel SINTRA, dont la capacité mémoire est de 16 K octets, extensible à 128 K.

La mémoire de masse à disque présente une capacité de 128 K octets. Un pupitre conversationnel situé au service « placement » permet la tenue à jour du fichier à chaque évolution de la situation. Ce même pupitre, ainsi que d'autres terminaux clavier/écran de visu situés auprès de divers utilisateurs, permet l'interrogation du fichier : 2 à 10 secondes après la frappe sur le clavier, d'un code correspondant aux quais dont on désire connaître la situation, apparaît sur l'écran une image représentant ces quais sous forme de lignes horizontales graduées en points métriques. Devant ces quais sont situés, **à l'échelle,** les navires à poste, attendus ou en partance, avec indication de leur nom, orientation, heure d'arrivée ou de départ, et de tout renseignement utile (date, heures des marées avec les amplitudes, etc.). La sortie régulière des informations sur imprimante permet d'éditer des feuilles de situation du trafic qui sont distribuées aux usagers qui en font la demande.

Ce système permet donc de connaître à n'importe quel moment la situation des postes à quai, ce qui s'avère extrêmement précieux pour nombre d'usagers. Les utilisateurs de terminaux éloignés du centre de contrôle sont raccordés au calculateur par modems 1200 bauds et lignes PTT permettant la transmission d'une image complète en dix secondes. Le service « placement » dispose là d'un outil irremplaçable pour attribuer au mieux les postes vacants aux navires attendus et pour répondre aux nombreuses demandes d'information qui parviennent tout au long de la journée à son « centre information » par téléphone ou télex.

Conclusion

Il est bien évident que nous n'avons pu envisager ici que l'essentiel des moyens dont dispose le Port du Havre pour assurer le contrôle et la régulation du trafic maritime tant dans le port et ses accès que le long des quais.

Nous aurions pu également étudier les systèmes d'enregistrement des images radar converties en vidéo sur magnétoscopes, les moyens d'enregistrement et de visualisation sur écrans alphanumériques gérés par minicalculateur de paramètres tels que vent, houle, etc., les réseaux de télécommunications privées tels que téléphone, télex à diffusion sélective, véhicules radio, etc.

Nous espérons avoir montré clairement comment l'électronique associée d'ailleurs à l'informatique, peut rendre les plus grands services en matière de surveillance, guidage, localisation et information, participant ainsi de façon prépondérante à la sécurité de la navigation, en particulier des super-pétroliers, tout en permettant une exploitation optimale des installations existantes.

Des possibilités supplémentaires sont prévues pour ce centre de contrôle de la navigation, comme par exemple un système complémentaire de radiolocalisation travaillant par extraction et traitement informatique des échos radar.

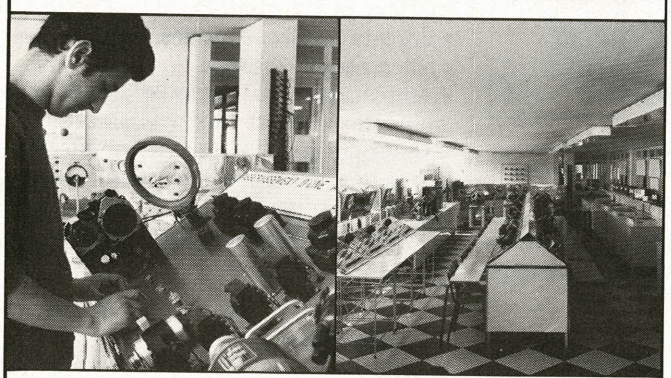
Nous ne voudrions pas conclure ces pages sans adresser notre sincère reconnaissance à Monsieur Philippe Hébert, du service Électricité du Port Autonome du Havre, qui a bien voulu nous piloter et répondre à nos questions au cours de cette visite.

Patrick Gueulle

Apprenez un métier technique d'avenir

avec l'ECOLE TECHNIQUE MOYENNE ET SUPERIEURE DE PARIS

PAR CORRESPONDANCE



avec des options de

STAGES PRATIQUES ET THEORIQUES

Des milliers d'emplois techniques d'avenir restent longtemps libres faute de spécialistes. Quelle que soit votre instruction et votre âge, ouvrez-vous la voie vers une situation assurée, en étudiant chez vous, à votre cadence, l'un des

300 PROGRAMMES

libres ou préparatoires à des

DIPLOMES D'ETAT

dispensés par l'E.T.M.S. de Paris :

RADIO-H.I.F.I.	MÉCANIQUE	CHAUFFAGE
TELEVISION	AUTOMOBILE	VENTILATION
ELECTRICITE	AVIATION	FROID
MAGNETOSCOPE	BATIMENT	CHIMIE
ELECTRONIQUE	TRAVAUX PUBL.	PLASTIQUES
AUTOMATION	CONSTR. METALL.	PETROLE
INFORMATIQUE	BETON-GENIE	ETC... ETC...

FORMATION PERMANENTE

Inscriptions individuelles ou par employeurs
A TOUTE PERIODE DE L'ANNEE

Documentation G 78 sur demande à :

ECOLE TECHNIQUE

Moyenne et Supérieure de Paris

Arma Conseil

Organisme privé régi par la loi du 12.7.1971 sous contrôle pédagogique de l'Etat

94, rue de Paris - 94220 CHARENTON-LE-PONT
Tél. 368.69.10

BROCHURE GRATUITE G 78
pour les demandes provenant des pays d'EUROPE.
Pour l'étranger : joindre la valeur de 20 F français.

Nom et prénom _____

Adresse _____

_____

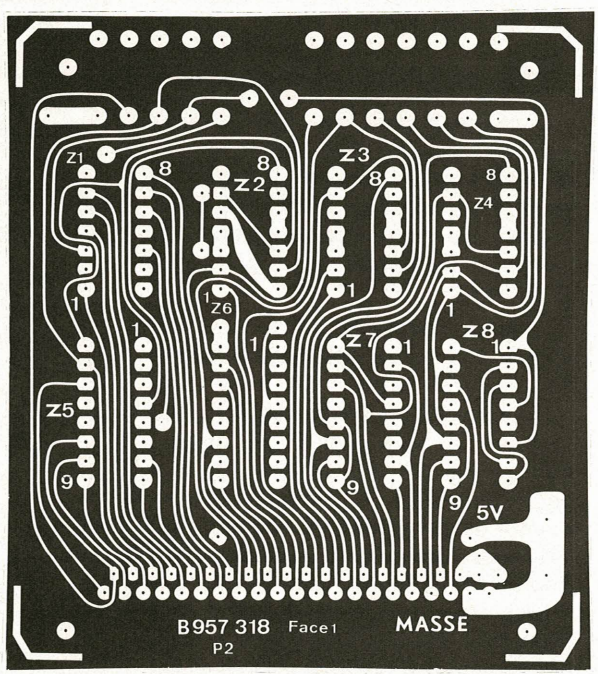
_____

Technique envisagée _____

ELECTRO - CONCEPT S.A.

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

Siège Social, 25 route d'Orléans
45610 CHAINGY
ORLEANS - Tél. : (38) 80.68.43



— Fabrique industrielle de tout circuit imprimé professionnel classique simple et double face.

ET TROUS METALLISES

TOUS TRAITEMENTS

— Marquage blanc, jaune, noir, bleu, etc.
— Epargne vert, vert mat, incolore mat
— Connecteurs nickel plus or jusqu'à 15 microns
— Etamage rouleau à chaud.

ETUDES :

Nous prenons à notre charge l'étude ainsi que le câblage complet en armoire avec fabrication de l'ensemble par notre associé « Ets ATCOM », 47, rue d'Ambert, 45000 Orléans. Tél. : 86.19.41.

— Nous avons de nombreuses références, très sérieuses.
— Nos délais sont très courts.

composants

Après avoir étudié dans notre précédent numéro, la théorie des diodes et leur utilisation en redressement, nous allons maintement nous intéresser aux circuits de stabilisation, suite logique du redressement, puis à l'emploi de diode en commutation et enfin quelques exemples d'utilisations concluront cet article.

Diodes et diodes zener

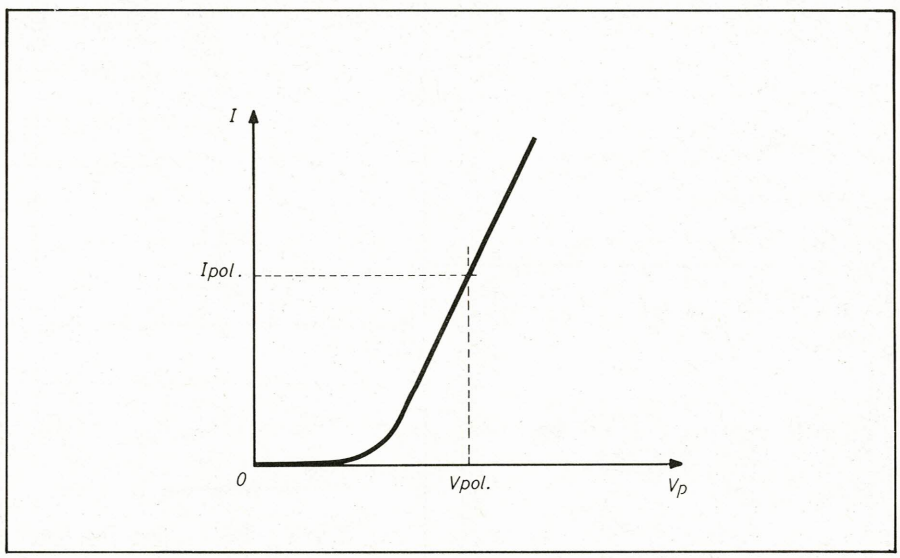


Fig. 10

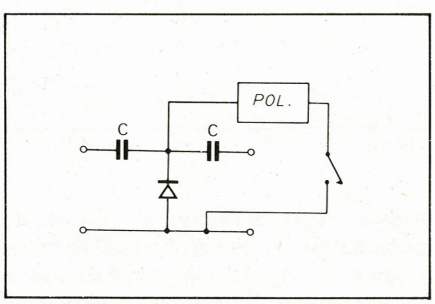


Fig. 8

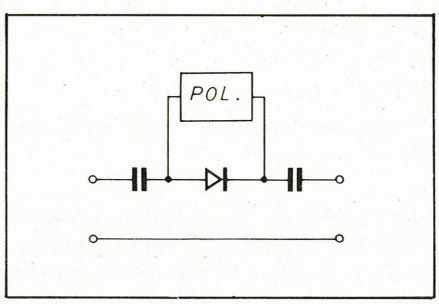


Fig. 9

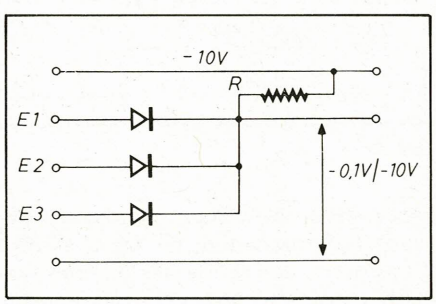


Fig. 11

Diodes en commutation

Les diodes peuvent être utilisées à la manière d'interrupteur, en tout ou rien. Si la différence de potentiel V_p aux bornes de la diode est inférieure à 0,4 V, la diode ne conduira pas ; elle se comportera comme un interrupteur ouvert, du moins tant que les tension et courant inverses ne mettront pas sa vie en danger. Si V_p vaut plusieurs volts et que les polarités soient correctes, la diode « conduira ».

Signaux analogiques

Il convient dès à présent de séparer l'analogique du digital car la manière de penser n'est pas la même, et nous envisageons d'abord la commutation de signaux analogiques.

Depuis très longtemps, on réalise des commutations de signaux analogiques par des interrupteurs, inverseurs et contacteurs divers qui posent souvent des problèmes de bruit. En effet, l'amenée du signal au contacteur nécessite des fils blindés créant à la longue

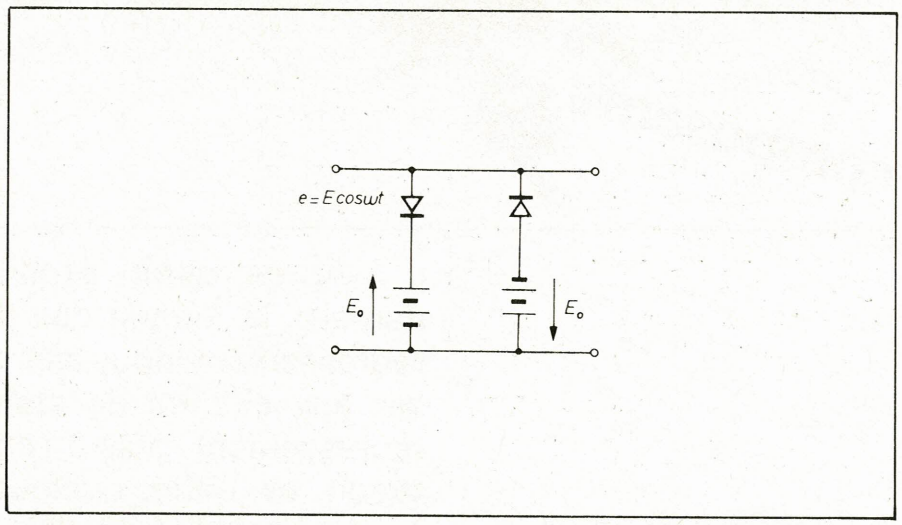


Fig. 16 a

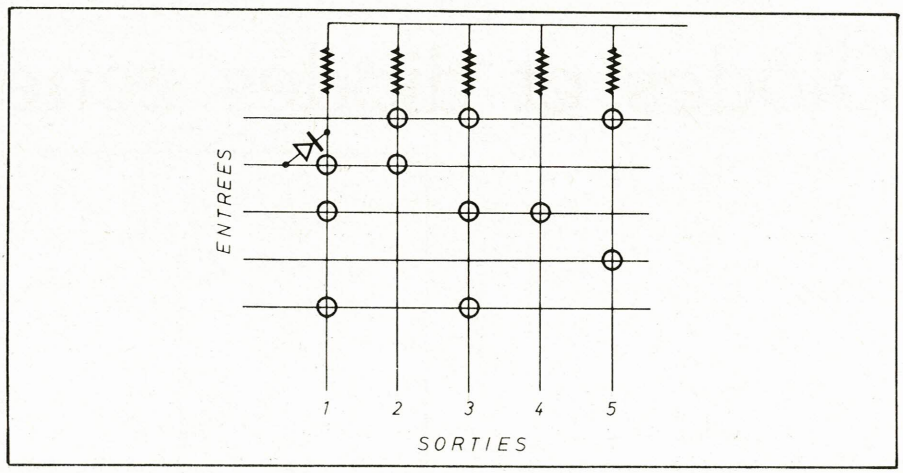


Fig. 15

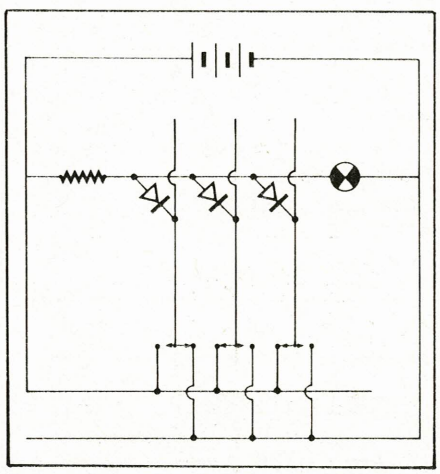


Fig. 14

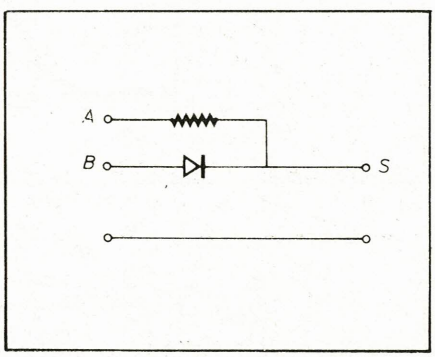


Fig. 12

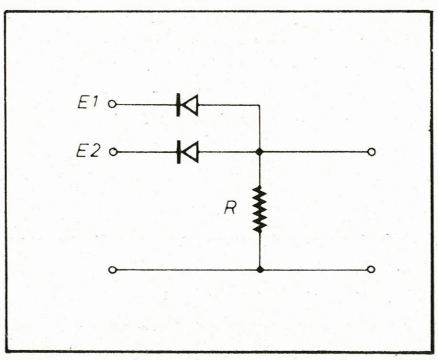


Fig. 13

des pertes ; les télécommandes par fils sont délicates et quasi impossibles ; sans parler des bruits dus au commutateur lui-même et dont l'oxydation est la principale responsable.

Il fallait donc trouver un moyen simple, peu volumineux et fiable permettant de résoudre ces délicats problèmes sans torturer le signal. Les relais étanches ont permis une nette amélioration mais dans bien des cas, leur volume ainsi que leur consommation de courant créaient des difficultés insurmontables. On a donc utilisé des diodes.

Pour commuter correctement un signal quelconque, il faut impérativement que les amplitudes crêtes ne dépassent pas quelques centaines de millivolts pour des courants très faibles (notons que ceci n'est guère limitatif en pratique).

Examinons la **figure 8**. Les condensateurs C servent à empêcher la superposition d'une composante continue (polarisation) aux signaux alternatifs dans le reste des circuits. Supposons que les crêtes du signal alternatif ne dépassent pas 200 mV et que la polarisation soit hors circuit. La diode n'agit pas et le signal est donc transmis de l'entrée vers la sortie, sans déformation. Appliquons maintenant une tension continue aux bornes de la diode de manière à ce que celle-ci conduise : le signal alternatif se trouve mis à la masse. Bien entendu, la source de polarisation a une très forte résistance interne afin d'être insensible au court-circuit réalisé. De même, le circuit en amont de la commutation permet la mise à la masse du signal alternatif.

On peut envisager de placer la diode « en série » sur le chemin du signal **(fig. 9)**. Il suffit alors de polariser suffisamment la diode pour sortir du coude de la caractéristique.

Signaux digitaux

La diode est traversée exclusivement par un courant continu et V_p ne peut prendre que deux valeurs : OV (blocage) ou 5 V (conduction). Nous ne nous attarderons pas sur ce genre de

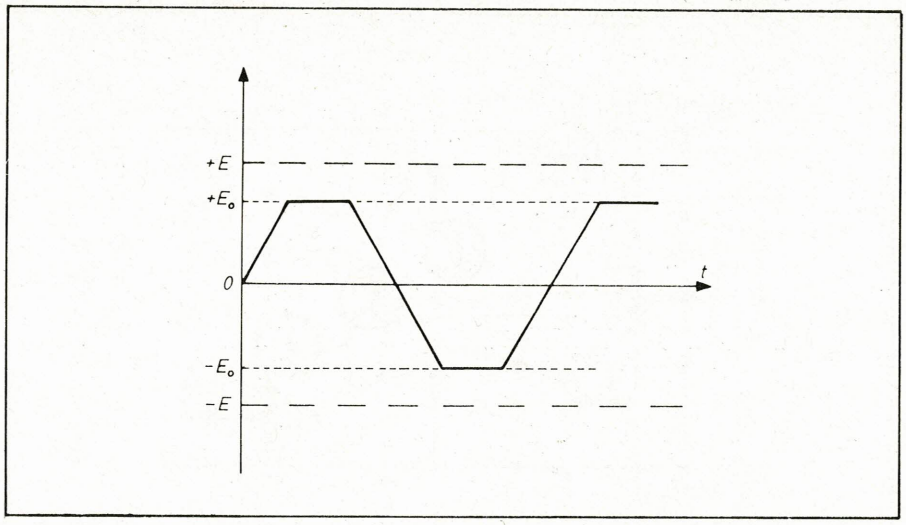


Fig. 16 b

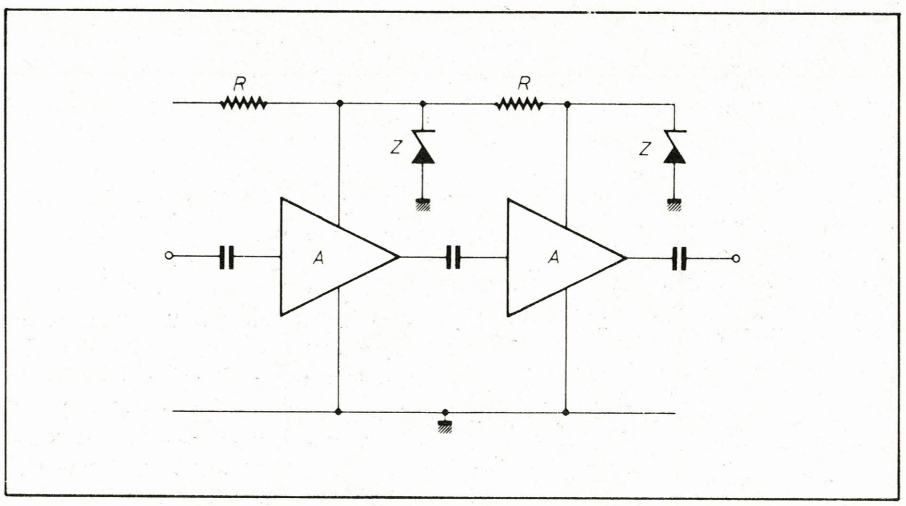


Fig. 18

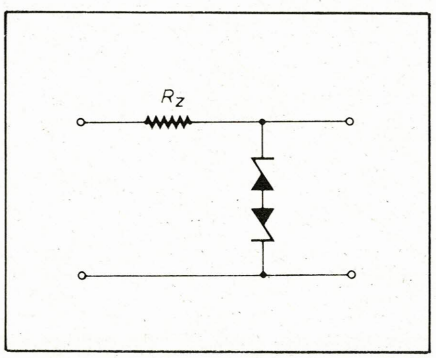


Fig. 17

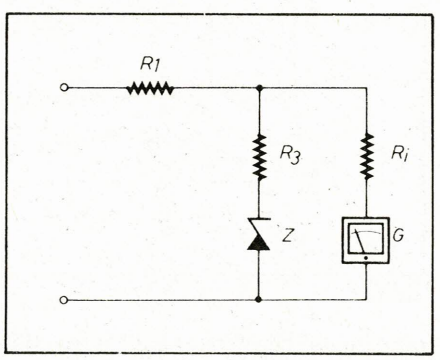


Fig. 19 b

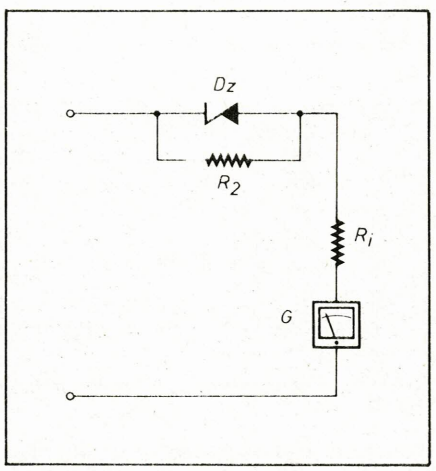


Fig. 19 a

commutation. Rappelons pour mémoire la fonction ET **(fig. 11)** où toutes les entrées doivent être à 1 pour que la sortie soit à 1. Signalons une variante **(fig. 12).** Si un niveau 1 continu est appliqué en A, l'impulsion se présentant en B est transmise. Si un niveau O est appliquée en A, l'impulsion sera bloquée. Enfin, la **figure 13** représente la fonction OU.

A la **figure 14,** nous retrouvons une porte ET sous la forme d'une matrice à diodes. La **figure 15** est une généralisation du circuit précédent et l'on comprend que l'emplacement des diodes détermine le codage de la matrice. Pour simplifier la représentation graphique, une convention couramment admise consiste à entourer l'intersection où une diode doit être installée.

Utilisations diverses

Pour terminer cet article, nous vous proposons une série non exhaustive bien sûr de quelques applications.

Limiteur

Un étage limiteur est un quadripôle dont l'amplitude de la tension de sortie reste constante dès que la tension d'entrée atteint une valeur seuil. Dans un montage peu élaboré, on utilise la caractéristique courant tension d'une diode avec laquelle on peut ajouter en série une source continue de polarisation **(fig. 16).** Un écrêtage peut également être réalisé en utilisant deux diodes zener montées tête-bêche **(fig. 17).**

Découplage

Lorsqu'on cascade plusieurs étages amplificateurs, la variation de consommation de chaque étage peut engendrer une composante alternative. Celle-ci peut passer d'un étage à l'autre et provoquer un accrochage. On combat généralement cela en découplant l'alimentation grâce à des circuits RC. Mais la mise en œuvre de diodes zener est une solution plus intéres-

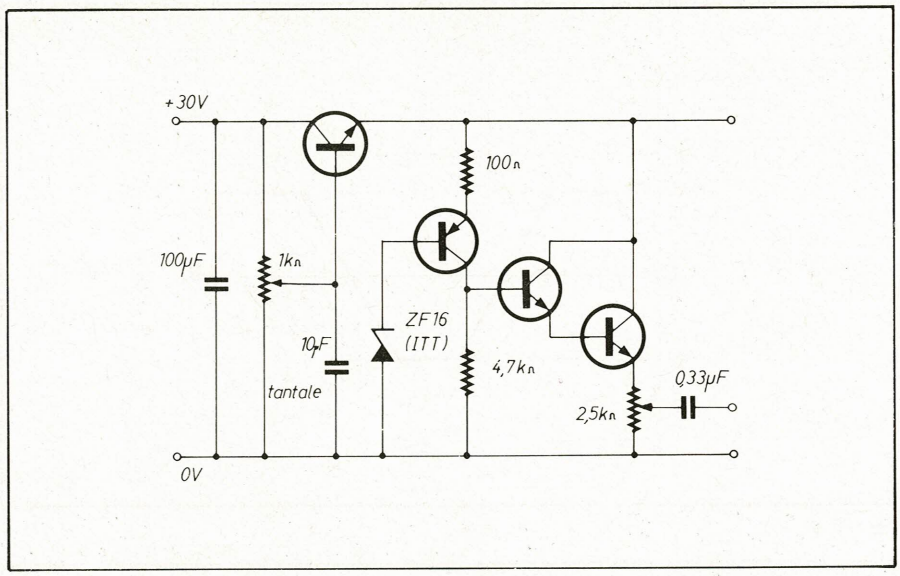


Fig. 20

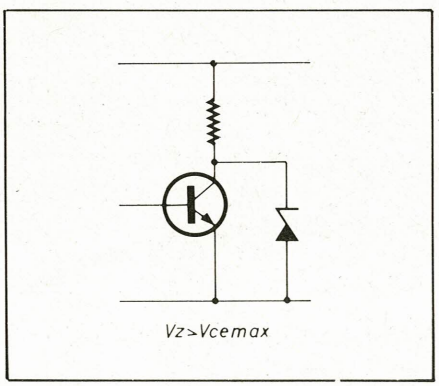


Fig. 21

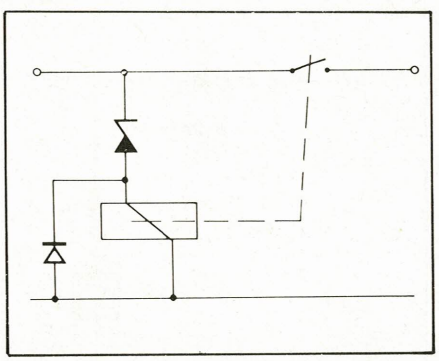


Fig. 22

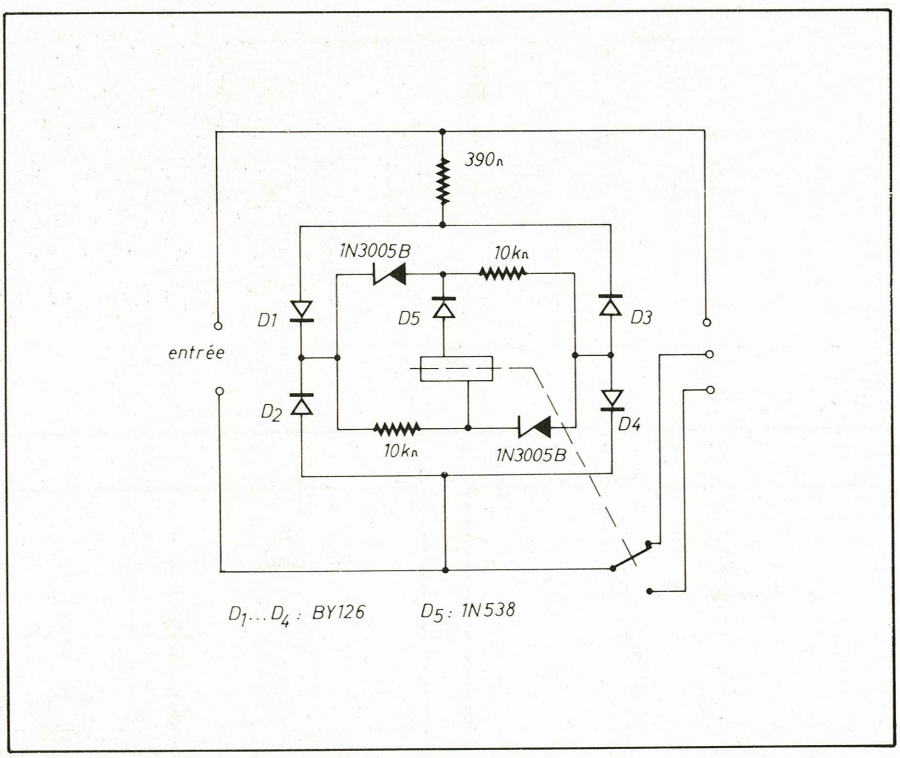


Fig. 23

sante car leur impédance est plus faible que celle des condensateurs, surtout aux basses fréquences **(fig. 18)**

Echelles comprimées ou dilatées

A l'aide de circuits simples à base de diodes zener, il est possible d'obtenir une compression des graduations d'un appareil de mesure. La **figure 19a** montre une compression en début d'échelle. R_i représente la résistance interne de l'instrument de mesure et R_2 détermine la limite de la zone comprimée. Plus R_2 est grande, plus les graduations sont resserrées jusqu'à V_z. A la limite, pour R_2 infinie, la graduation du voltmètre commence à V_z. La **figure 19b** montre comment obtenir une compression en fin d'échelle ou comment protéger l'appareil de mesure contre une surcharge en continu. En combinant ces deux schémas, on peut modifier à volonté l'allure de la graduation.

Générateur de bruit

On a vu qu'une diode zener pouvait générer un bruit très important si on la faisait travailler à faible courant, c'est-à-dire dans le coude de zener. Ce bruit présente la particularité d'être « blanc » (tension de sortie constante quelle que soit la fréquence du signal analysée). La **figure 20** montre un exemple de réalisation.

Protections diverses

La **figure 21** montre comment protéger un transistor contre des surtensions inverses trop importantes. La **figure 22** décrit un montage qui déconnecte la charge lorsque la tension de sortie devient trop grande (la diode en parallèle sur le relais protège la diode zener au moment de l'ouverture du courant d'excitation).

Commutation de tension secteur

Le schéma de la **figure 23** montre comment réaliser une commutation automatique de tension secteur. Notons qu'en cas de panne du relais, le système reste sans danger car le contact 220 V s'effectue au repos.

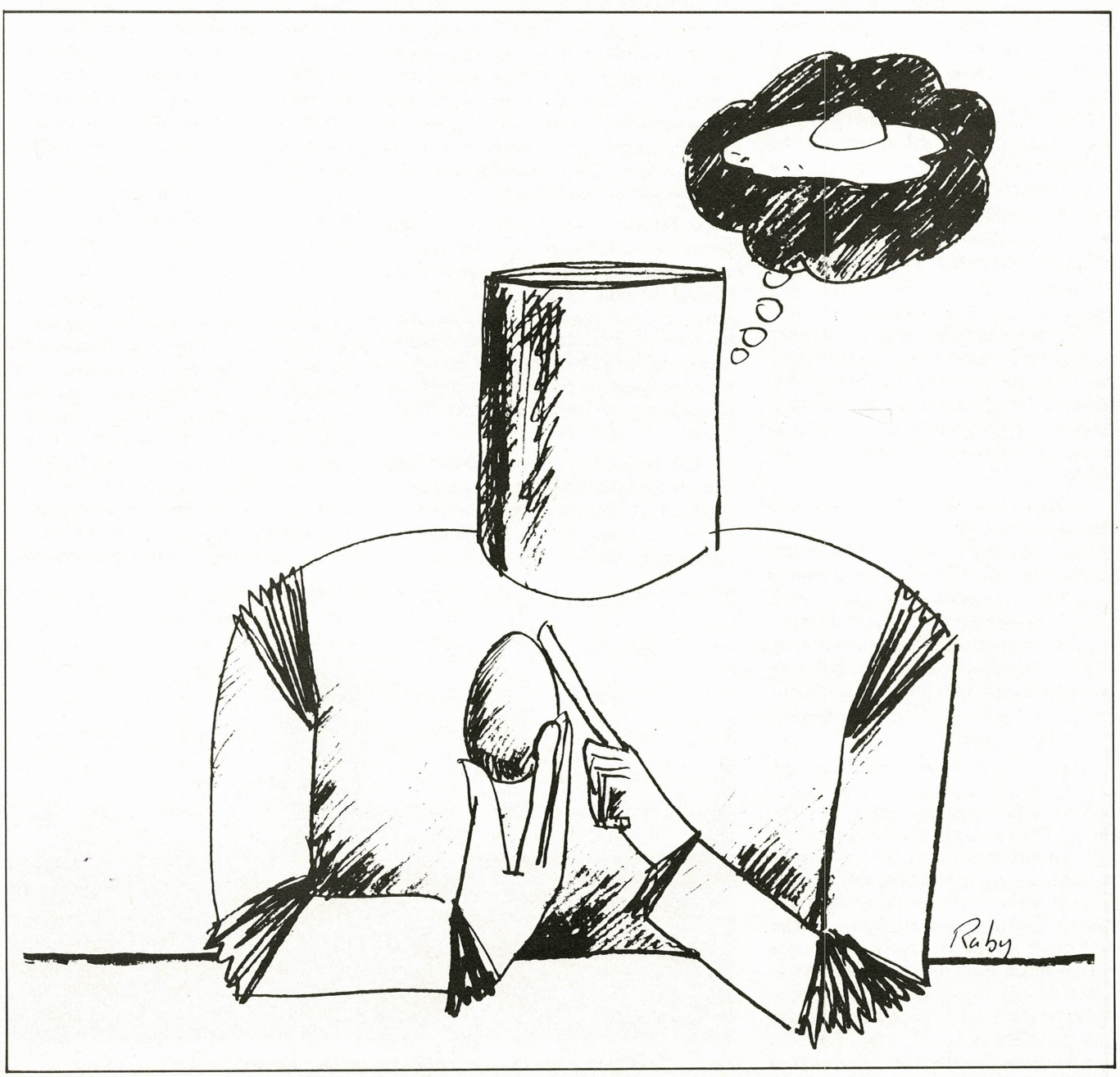
Voici donc cet article terminé et nous sommes bien conscient de n'avoir pas tout dit sur un sujet aussi vaste. Les applications de ce composant sont quasiment infinies et nos lecteurs devront compulser de nombreux ouvrages pour trouver dans chacun un peu de savoir et quelques applications.

F. RUTKOWSKI

La robotique industrielle s'inscrit dans un processus en plein développement : celui de l'automation. La mini-informatique a rendu possible des réalisations qui, il y a seulement quelques années, paraissaient encore lointaines.

Robotique industrielle

Cet article présente les grands thèmes de la recherche, en les illustrant par des exemples de réalisations effectives. Une attention particulière a été portée aux travaux menés depuis quatre ans par la Direction des Automatismes de la Régie Renault, qui a créé une famille de robots d'ores et déjà opérationnels.



De l'automate programmable au robot

Qu'est-ce qu'un robot ? Lorsqu'on cherche une définition précise, on est frappé par l'ambiguïté du terme : il recouvre toute une gamme qui s'étend de la machine anthropomorphique des romans de science-fiction, au « combiné de cuisine » à emplois multiples...

Le robot industriel n'est pas mieux connu : tout le monde a entendu parler de ces bras mécaniques qui peuvent par exemple effectuer une soudure, ou déplacer une pile de briques. De tels manipulateurs fonctionnent sur de nombreuses chaînes de montage, aux USA, au Japon, en France, en Angleterre, en Allemagne, en Scandinavie... Ce sont des automates programmables, capables d'effectuer une série d'actions stéréotypées, exactement comme une machine à laver « programmable » effectue le programme de lavage qu'on lui ordonne. Une fois réglé, l'automate répète la même séquence, avec puissance, rapidité, précision et fiabilité, mais sans la moindre initiative, et ce, jusqu'à ce qu'une nouvelle intervention vienne modifier son programme. Ces machines ont fait leurs preuves dans des milliers d'installations industrielles, mais ce ne sont pas à proprement parler des robots.

Qu'est-ce alors qu'un robot ? Les manipulateurs décrits plus haut présentent deux défauts majeurs : ils sont aveugles et stupides. Si un objet étranger – ou, plus grave, une personne – traverse le parcours de la machine, celle-ci entrera en collision avec l'obstacle, sans même percevoir son existence.

Si, pour une raison ou une autre, la chaîne s'arrête, le bras continue à opérer, par exemple à déplacer des briques imaginaires, jusqu'à ce qu'une bonne âme vienne le débrancher. Si une pièce à saisir se trouve à quelques millimètres de l'endroit où elle est censée être, l'automate est susceptible de la casser ou de la laisser tomber sans soupçonner le moins du monde que quelque chose ne va pas.

D'où l'intérêt d'une machine qui aurait un comportement plus autonome, plus adaptatif, plus « intelligent ». Pour stéréotypées que puissent être les tâches industrielles, elles ne le sont pas au point d'exclure toute initiative. Il serait agréable, par exemple, d'avoir une machine capable de saisir une pièce posée n'importe comment sur un tapis roulant, ou d'effectuer un point de soudure sur une carrosserie d'automobile, sans que cela nécessite une surveillance continuelle. En clair, une machine capable de percevoir son environnement et de s'adapter à la situation. Cela implique que la machine comporte d'une part un équipement sensoriel, tel que caméras vidéo, cellules photo-électriques, etc., et d'autre part une unité de calcul assez développée pour pouvoir résoudre des problèmes.

De telles machines peuvent à juste titre être appelées robots. La recherche en robotique (sur ce point, on pourra se reporter à l'article sur les robots paru dans le numéro 5 de cette revue) a produit des systèmes dotés de perception et de capacité à résoudre par eux-mêmes des problèmes simples. Malheureusement, ces systèmes sont très coûteux et mécaniquement peu fiables. De son côté, l'industrie a produit des manipulateurs économiques, pratiques, fiables, mais limités par leur manque de capacités perceptives et logiques. L'étape suivante, celle du robot industriel, peut consister à faire la synthèse entre les deux démarches.

C'est ce qu'ont bien compris de nombreux chercheurs en robotique. Dans plusieurs universités, particulièrement aux U.S.A., on est passé des rêves ambitieux du robot de l'avenir, à un problème plus immédiat : la conception de systèmes utilisables dès maintenant dans l'industrie.

En France, une évolution un peu semblable se dessine, encore que la collaboration entre l'université et l'industrie soit moins évidente. La Régie Renault développe depuis quatre ans un important programme de recherche en automatique et en robotique, et implante progressivement ses réalisations sur les chaînes de montage.

Aussi bien dans leur conception que dans leur réalisation, les robots industriels se différencient des robots « de recherche ». Examinons les points les plus importants.

En premier lieu, le but poursuivi n'est pas le même dans les deux cas. Pour le chercheur, il s'agit d'atteindre le plus haut degré de généralité possible, d'obtenir une machine peu spécialisée, autonome, dont le comportement ressemble le plus possible à un comportement humain. A l'opposé, l'industriel veut une machine qui effectue une tâche précise, spécialisée, avec un maximum d'efficacité, de rendement, de fiabilité. Moins que d'imiter l'être humain, il s'agit de pallier ses insuffisances, de le seconder ou le remplacer là où la tâche est trop pénible ou dangereuse.

Seconde différence : les contraintes, de coût et de conception. Lorsqu'un chercheur élabore un projet, il n'a pas à tenir compte d'une application concrète. L'industriel a un cahier de charges précis, il a besoin d'une machine qui fasse un travail donné, et avec un coût minimum. Un robot capable de manipulations très complexes, mais dont les temps de réaction sont trop longs, ne pourra pas être placé sur une chaîne de montage où tout va très vite. Un système conçu pour être commandé par un gros ordinateur ne sera d'aucune utilité dans un environnement où l'on ne dispose que de minicalculateurs. Une machine peu résistante, qu'il faut remplacer au bout de quelque temps, n'est pas rentabilisable. Et ainsi de suite.

Enfin, corollaire des deux précédentes, une troisième opposition : le robot de recherche est une réalisation « artisanale », unique en son genre ; pour l'industriel, au contraire, ce qui importe, c'est de pouvoir construire en série. Il ne lui suffit pas d'avoir un robot pour une tâche donnée, il en faut une série pour toutes les tâches qui peuvent se présenter ou pour les vendre à d'autres entreprises. C'est ce qui a amené la Régie Renault à concevoir,

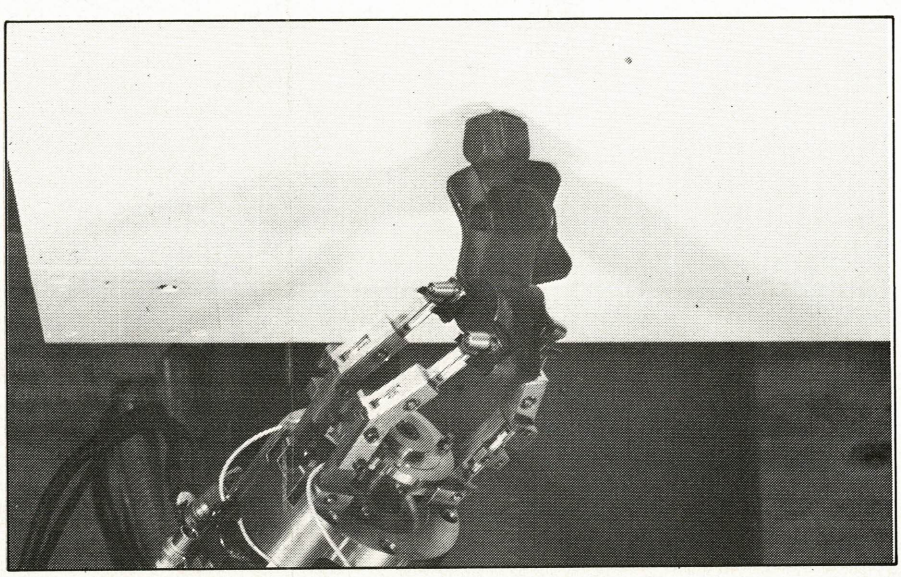


Fig. 1. – Le robot de manipulation de la Régie Renault. (Doc. Renault).

non pas un robot, mais une famille de robots : différents modules peuvent être combinés de plusieurs façons, selon l'objectif recherché, et associés le long d'une chaîne de fabrication.

Un robot en action

Le scénario suivant se passe au centre d'essais Renault de Billancourt. Une pièce est placée de manière quelconque sur un tapis roulant. Le robot **(fig. 1)**, un bras articulé muni d'une pince, entre en action au moment où la pièce passe devant une cellule photoélectrique, ce qui a pour effet de stopper le tapis. La pièce se trouve alors dans le champ de « l'œil » du robot, en l'occurrence une caméra vidéo fixée au-dessus du tapis. Le robot commence par se positionner par rapport à la pièce, afin de pouvoir la saisir. L'ensemble bras + pince possède six axes indépendants, donc six degrés de liberté, ce qui veut dire en pratique que la pièce peut atteindre n'importe quel point de la portion d'espace accessible au robot, et ce, avec n'importe quelle orientation. La pièce est alors saisie et placée dans son montage ; il n'y a qu'une seule manière correcte de la placer, ce qui entraîne qu'elle ne peut être saisie n'importe comment. Il peut arriver que la pièce se présente mal, sa position interdisant de la déposer correctement. Pour prendre une comparaison, imaginons la situation d'un manchot qui veut déposer verticalement une bouteille qu'il tient par le fond. Il devra déposer la bouteille sur le flanc, puis la saisir latéralement afin de la reposer, cette fois sur le fond. C'est exactement ce que fait le robot : il dépose la pièce, se repositionne et la saisit à nouveau, jusqu'à ce qu'il se trouve dans la situation adéquate. Il peut y avoir ainsi jusqu'à trois saisies et déposes.

Le robot est également capable d'aller rechercher la pièce sur son montage et de la remettre sur le tapis, par exemple en vue d'une opération ultérieure.

On voit qu'il s'agit ici de beaucoup plus qu'une séquence programmée : le robot s'adapte à une situation qui comporte une certaine dose d'imprévu, en l'occurrence la position de la pièce. Cela est possible grâce à une stratégie que nous allons maintenant exposer schématiquement.

Lorsque la pièce s'arrête dans le champ de la caméra, une procédure de reconnaissance de forme **(fig. 2a et 2b)** est lancée. Le but de cette procédure est de donner la réponse à trois questions :

– de quelle pièce s'agit-il et sur quelle face est-elle posée ?

– où se trouve la pièce ?

– dans quelle orientation ?

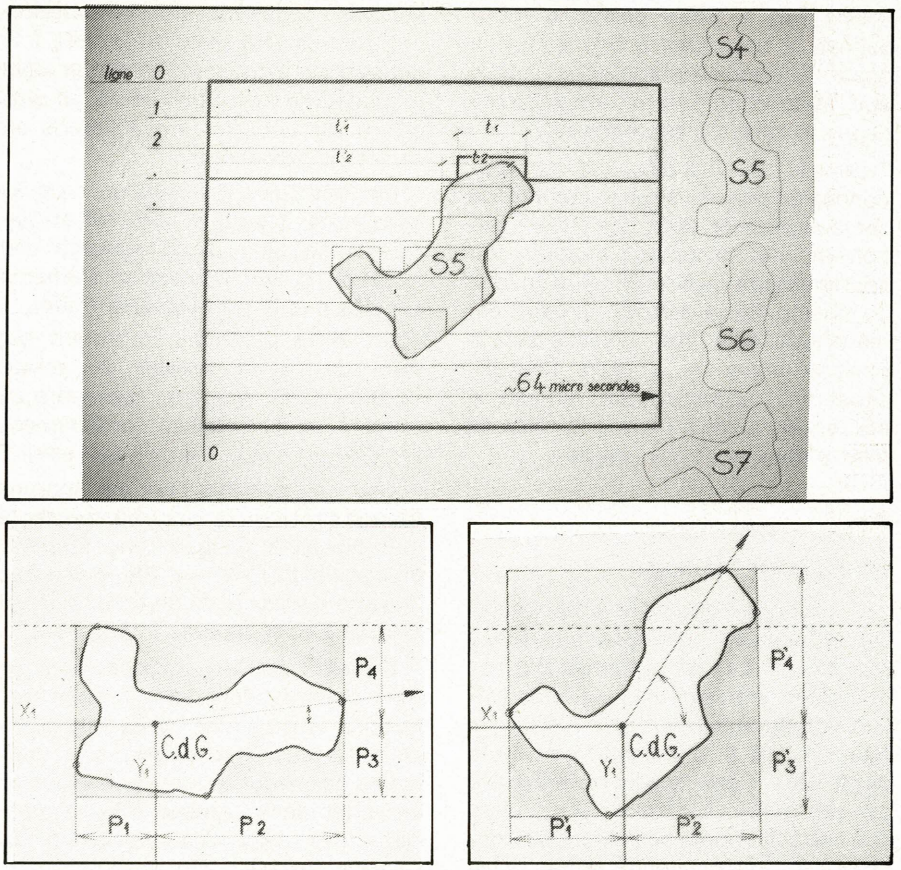


Fig. 2. – La procédure de reconnaissance et de localisation.
Pour reconnaître et identifier une pièce, le robot de la Régie Renault procède par étapes :
a) la pièce est identifiée en comparant sa silhouette sur l'image avec une série de silhouettes-types ;
b) la pièce identifiée est localisée grâce au calcul de son centre de gravité. Son orientation est ensuite obtenue en mesurant les distances du centre aux bords du champ de l'image. (Doc. Renault).

La première opération est une reconnaissance de forme, dont le principe est le suivant : l'image saisie par la caméra est constituée de lignes ; comme la pièce est plus sombre que le tapis, elle crée une zone d'ombre, qui se manifeste sur l'image par un niveau de gris plus foncé ; en balayant l'image ligne par ligne, on peut donc délimiter, pour chaque ligne, une portion de signal où le gris est plus intense ; la sommation des lignes donne alors la surface, d'une silhouette en deux dimensions de la pièce. Cette silhouette est alors comparée à un certain nombre de silhouettes-types qui sont répertoriées dans la mémoire de la machine, et qui correspondent aux différentes positions des différentes pièces qu'il est possible de rencontrer. Il va de soi que le robot ne peut « reconnaître » qu'une pièce qu'il a déjà en mémoire. Par ailleurs, il faut insister sur un point important : une pièce donnée présente une géométrie relativement simple, et en particulier elle n'a qu'un nombre limité de positions stables sur le tapis ; cela permet d'avoir un répertoire de silhouettes pas trop important, seules les positions stables étant considérées.

Une fois la pièce identifiée et sa position géométrique connue, le robot doit savoir en quel point du tapis elle se trouve. Pour cela, il calcule le centre de gravité de la pièce, qui est ensuite repéré par rapport au champ de la caméra. Ce repérage ne peut fonctionner qu'avec une caméra fixe, étalonnée au départ.

Il reste à déterminer l'orientation de la pièce. Le centre de gravité étant connu, l'image est divisée en quatre parties, selon les parallèles aux bords du champ de la caméra menées du centre. Les distances entre ces parallèles et les bords sont alors mesurées et comparées à des valeurs-types stockées en mémoire.

Désormais le robot dispose de toutes les données nécessaires pour saisir la pièce. Pour chaque pièce, en effet, il connaît la trajectoire à suivre pour se placer correctement, nous verrons plus bas comment cette trajectoire est « apprise » par le robot. Dès qu'il est positionné, le robot saisit la pièce avec sa pince, et la serre pour ne pas la laisser tomber. Un dispositif sensoriel placé dans la pince lui permet de savoir qu'il est en train de serrer, sans toutefois qu'il puisse savoir s'il serre la pièce, ou autre chose, ou rien du tout. Cela n'est cependant pas très gênant, dans ce cas : une fois la pièce identifiée et repérée, le robot ne peut la manquer que si une main malintentionnée la retire au dernier moment, ce qui n'est pas fair-play.

Une fois la pièce saisie, le robot connaît la trajectoire à suivre pour la poser dans son montage, sous réserve que l'installation n'ait pas été déplacée depuis la phase d'apprentissage.

Dans le cas où la pièce est mal positionnée au départ, le robot commence par la redéposer, dans une autre position, et cela en suivant toujours son apprentissage. Le bras se retire ensuite du champ de la caméra, l'image est réanalysée, et le robot se place dans la position adéquate à cette nouvelle situation. L'opération est réitérée si nécessaire, jusqu'à ce que la pièce se trouve dans la bonne position.

Programmation et apprentissage

La programmation d'un robot à finalité industrielle pose des problèmes spécifiques. Les programmes doivent tenir dans de très petites unités de calcul, comparativement aux robots de recherche : à titre indicatif, les robots de la Régie Renault sont commandés par des mini-calculateurs Mitra, alors que certains robots de recherche américains étaient connectés à des PDP-10. Cela suppose un important travail préalable de simplification, de décomposition des tâches. Prenons par exemple le cas de la procédure de reconnaissance d'une pièce exposée ci-dessus. Si l'on s'était posé le problème très général de reconnaître une forme quelconque sur le tapis, il aurait fallu un énorme programme et le robot ne serait probablement jamais devenu opérationnel.

Le problème est déjà beaucoup plus limité si l'on cherche seulement à reconnaître un certain nombre de pièces que l'on connaît bien. Mais c'est encore bien compliqué : il y a, en théorie, une infinité de positions qui peuvent être prises par chaque pièce. Là intervient une seconde simplification : si l'on étudie la géométrie des pièces, on constate qu'elles ne peuvent se trouver en équilibre stable sur le tapis que lorsqu'elles reposent sur certaines faces. Il n'y a en général pas plus de 10 positions stables pour une pièce. Comme selon toute probabilité, la pièce se présentera au robot dans une position stable, il suffira de répertorier ces positions et de les stocker en mémoire.

Les choses seraient bien plus compliquées si au lieu d'avoir une pièce isolée sur un tapis, on en avait un tas dans un chariot. Dans cette nouvelle situation, les pièces peuvent avoir une position quelconque, et, pire, certaines faces peuvent être partiellement ou totalement occultées par une autre pièce. On se trouve, pour chaque pièce, devant une double infinité de possibilités. Une démarche possible consisterait à retirer une pièce du chariot, à la déposer sur le tapis et à effectuer alors la procédure de tout à l'heure. Le problème est actuellement à l'étude au centre de Billancourt.

Ces exemples illustrent un type de démarche fréquent en robotique industrielle : analyser au maximum une situation, la décomposer en éléments simples que le robot pourra traiter.

Un autre problème important est celui de l'apprentissage du robot. Comment, par exemple, apprendre au robot à se positionner correctement par rapport à la pièce qu'il doit saisir ?

Une voie possible pour cet apprentissage est ce qu'on pourrait appeler la méthode analogique : le robot apprend en « copiant » l'homme. Prenons le cas de l'apprentissage d'une trajectoire de placement par rapport à une pièce.

S'il fallait décrire numériquement les mouvements nécessaires à cette trajectoire, le problème serait très complexe : il faudrait analyser les mouvements de chaque axe, en quelque sorte visualiser dans l'espace à six dimensions des axes une trajectoire de l'espace cartésien à trois dimensions. Pour tourner cette difficulté, l'utilisateur « montre » directement au robot la marche à suivre, en le pilotant avec un boîtier de commande manuelle à six boutons, un par axe. Pour la raison que nous venons d'exposer (passage de 3 à 6 dimensions), ce pilotage peut être difficile, ce qui a conduit la Régie Renault à élaborer un autre système, le syntaxeur, qui est un manche à balai à six degrés de libertés permettant un pilotage intuitif. Avec l'un ou l'autre système, l'utilisateur fait décrire au bras la trajectoire désirée. Les points critiques de cette trajectoire – i.e. les points où il faut effectuer une opération de saisie, de dépose, etc. – sont enregistrés par la machine qui calcule ensuite les points intermédiaires, de manière à ce que, à l'exécution, le robot se déplace de manière continue.

On apprend ainsi au robot autant de trajectoires-types qu'il est nécessaire, c'est-à-dire une pour chaque position stable de chaque pièce. Bien sûr, le robot doit ensuite tenir compte de la localisation et de l'orientation de la pièce ; la trajectoire-type n'est donnée que pour une localisation et orientation de référence, et les corrections nécessaires sont ensuite calculées automatiquement par la machine.

Cette méthode d'apprentissage par copie a été utilisée, toujours chez Renault, d'une façon encore plus nette pour des robots de peinture. La difficulté avec ces robots est qu'il est très difficile de donner une description numérique des mouvements d'un peintre qui peint, disons l'intérieur d'une carrosserie. Pour tourner la difficulté, on utilise un « pantin », dispositif inerte qui a exactement la même géométrie que le robot de peinture. Le peintre manœuvre lui-même ce pantin, en lui faisant décrire, en temps réel, tous les mouvements qu'il effectuerait s'il peignait lui-même. Toutes les vingt millisecondes, la position du pantin est enregistrée, ce qui donne une série de points correspondant à la trajectoire adéquate à une bonne peinture. Là encore, le système peut ensuite calculer les points intermédiaires. De cette astucieuse façon, le robot acquiert le « tour de main » du peintre, et cela en épargnant une analyse numérique fastidieuse et dont les résultats seraient incertains. C'est en quelque sorte l'inverse de la conception assistée : ici, c'est la machine qui est assistée par l'homme, qui profite de son expérience.

Perspectives

L'apparition des robots dans l'industrie n'est que le développement le plus abouti d'un processus plus général, qui a coïncidé avec l'essor de l'informatique. Désormais, l'avènement des mini-calculateurs crée les conditions de ce que certains appellent « la seconde révolution industrielle » : celle de l'automation.

Ce processus modifie profondément les conditions de travail : on peut dès aujourd'hui automatiser, au moins partiellement, des tâches telles que la soudure par points, ou la peinture de carrosseries automobiles, certaines manutentions, des opérations d'assemblage, etc. Dans l'avenir, on peut envisager la suppression graduelle des tâches pénibles ou dangereuses. S'il est difficile de prédire l'évolution exacte du processus, on peut d'ores et déjà constater le développement d'un environnement industriel différent, caractérisé par une incontestable amélioration des conditions de travail. On objectera sans doute que cette amélioration se fait au prix d'un risque de chômage technologique, mais peut-on considérer comme un remède le maintien des postes les plus ingrats ? Déjà dans la Rome Antique, le problème existait : un historien J. Needham rapporte que l'on refusa d'utiliser une machine pour déplacer des colonnes de temple sur le sol, de peur de mettre au chômage les porteurs...

Quoi qu'il en soit, le processus est déjà lancé, et il est peu probable qu'il s'interrompe. Peut-être que la bonne question n'est pas de savoir comment freiner l'automation, mais plutôt comment tirer parti de l'énergie et du temps qu'elle permet de libérer ?

Michel de Pracontal

Le circuit d'allumage classique utilisé sur les voitures depuis des décennies est bien connu **(fig. 1)**. Il présente l'avantage d'une grande simplicité : une bobine d'allumage, un rupteur, un distributeur et un condensateur.

Ce système s'est révélé très suffisant tant que les moteurs étaient lents et peu comprimés. Les nouveaux moteurs rapides à forte compression, ainsi que les impératifs d'économie d'énergie et de lutte anti-pollution rendent nécessaire l'adoption d'un circuit d'allumage plus performant.

Allumage électronique à thyristor

Le circuit à décharge capacitive fournit plus d'énergie à une tension plus élevée et pour des vitesses de rotation plus élevées que le système conventionnel **(fig. 2)**.

Dans le circuit de la **figure 2**, le contact SW peut être remplacé par un transistor ou un thyristor. Pendant longtemps le transistor s'est révélé plus fiable que le thyristor. L'apparition des thyristors planar à haute tension remet en question la suprématie du transistor. Le thyristor est mieux adapté que le transistor aux circuits générateurs d'impulsions, sa tenue aux surtensions et aux surintensités est meilleure et ses pertes internes pour des fortes impulsions à faible rapport cyclique sont notablement plus faibles.

La **figure 3** montre le principe de l'allumage à thyristor. Un tel circuit peut fournir des étincelles à une tension de 20 à 25 kV et une énergie par étincelle de 0,08 à 0,1 Ws (4 à 5 fois plus que l'allumage conventionnel) et ceci pour des vitesses de rotation jusqu'à 12 000 tr/mn pour un moteur à 4 cylindres (le circuit conventionnel donne des étincelles à 15-18 kV jusqu'à 3000 tr/mn seulement, pour une vitesse plus élevée la tension baisse et n'est plus que de 10 kV env. à 6000 tr/mn).

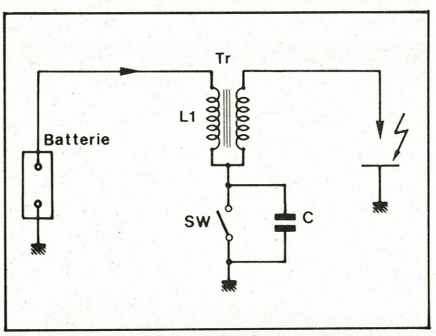


Fig. 1

Exemple :

Moteur 4 cylindres
6000 tr/mn (100 tr/s)
200 étincelles/s
$tpp = 5 \cdot 10^{-1}$ s
(intervalle entre les étincelles) ;
$tp = 2 \cdot 10^{-4}$ s
(durée d'une étincelle) ;
1 crête = 10 A
(courant de crête dans le thyristor).

Courant moyen :

$$I_{\pi(Av)} = \frac{2}{\pi} \cdot 1_{crête} \cdot \frac{tp}{tpp}$$

$$= \frac{2}{\pi} \cdot 10 \cdot \frac{2 \cdot 10^{-4}}{5 \cdot 10^{-1}} = 0{,}225 \text{ A}$$

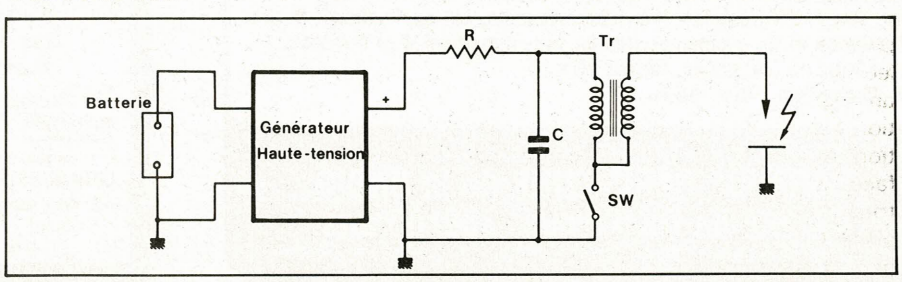


Fig. 2

Courant efficace :

$$I_{T\,eff} = \frac{1\ \text{crête}}{2} \cdot \frac{tp}{tpp}$$

$$= \frac{10}{2} \cdot \frac{2 \cdot 10^{-4}}{5 \cdot 10^{-1}} = 1{,}4\ A$$

Cas du thyristor

Puissance dissipée :

$P_D = V_{TO} \cdot I_{AV} + V_T \cdot I^2_{eff}$

Thyristor TAG 510 M
(4 A/600 V TO – 126)

$V_{TO} = 1\ V$; $V_T = 0{,}15\ \Omega$;

$P_D = 1 \cdot 0{,}255 + 0{,}15 \cdot 1{,}4^2 =$

0,555 W

Cas du transistor

Puissance dissipée :

$P_D = V_{sat} \cdot I^2_{eff}$

Transistor 10 A/600 V
(BUY 69 ou similaire)

$V_{sat} = 0{,}285 \cdot 1{,}4^2 = 0{,}57\ W$

La puissance dissipée est la même pour un **transistor** de gabarit double donc **plus cher.**

Le thyristor planar TAG 510 peut supporter une tension jusqu'à 800 V grâce à un procédé spécial de passivation qui garantit une stabilité parfaite jusqu'à une température de 125 °C, et ceci même sous tension continue. La structure planar est supérieure à la passivation verre dans le cas de chocs et de cycles thermiques très sévères, le thyristor planar est donc particulièrement bien adapté à l'automobile.

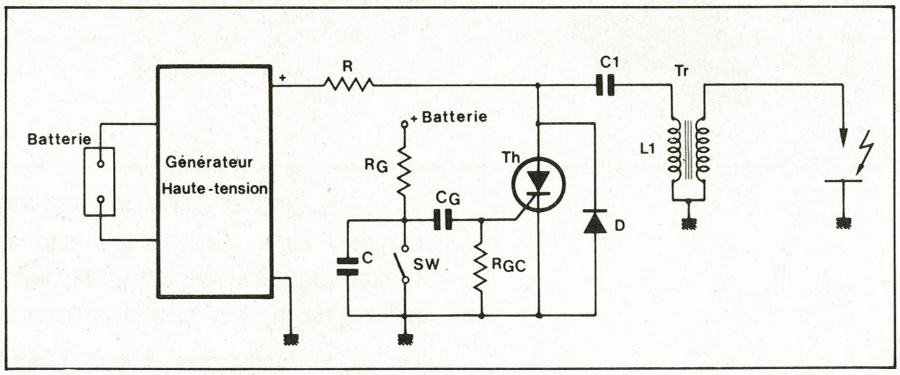
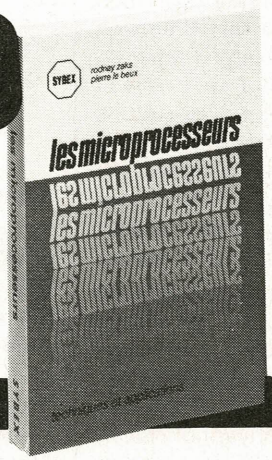


Fig. 3

L'allumage électronique, par une plus grande énergie d'étincelle et ceci jusqu'à un très haut régime du moteur, diminue l'émission de CO à moins de 1 % tout en abaissant la consommation d'essence de 10 à 20 %. Un autre avantage, non négligeable, est l'amélioration du démarrage à très basse température.

Pierre ETHENOZ
Directeur des Applications
TAG Semiconductors LTD
ZURICH

BEST-SELLER en FRANCE et aux U.S.A.



LES MICROPROCESSEURS

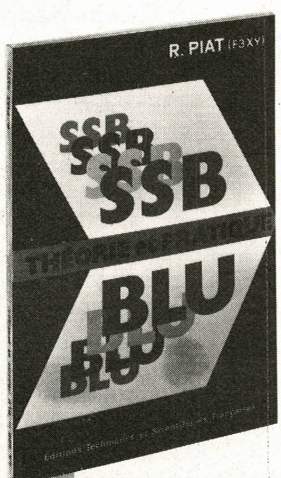
TECHNIQUES ET APPLICATIONS

RODNAY ZAKS ET PIERRE LE BEUX

L'ouvrage de base sur les microprocesseurs pour toute personne ayant une formation technique ou scientifique. Il s'agit d'un livre conçu pour la formation, qui se lit facilement, malgré sa technicité. Il enseigne pas à pas tous les concepts et techniques liés aux microprocesseurs, depuis les principes de base jusqu'à la programmation. Indépendant de tout constructeur, il présente les techniques « standards » valables pour tout microprocesseur, y compris l'interconnexion d'un système « standard ». Il introduit le MPU, son fonctionnement interne, les composants d'un système (ROM, RAM, UART, PIO, autres), leur interconnexion, les applications, la programmation et les problèmes liés au développement d'un système.
Un ouvrage de 320 pages, format 16 x 24.
200 illustrations. Prix : 95 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE de la RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
(Aucun envoi contre-remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. En port recommandé + 3 F.)



SSB - BLU
(THEORIE ET PRATIQUE)
de R. PIAT (F3XY)

La technique de la bande latérale unique (BLU) a conquis le domaine des amateurs de trafic en téléphonie, sur les bandes dites décamétriques, de sorte que des stations travaillant sur VHF et UHF sont chaque jour plus nombreuses. Il convient par conséquent, de se mettre au courant de tout ce qui concerne l'émission et la réception de ce mode de communication.
L'auteur explique dans son livre les avantages du BLU et de plus donne un très grand nombre de schémas.

EXTRAIT DU SOMMAIRE :

Réception des émissions B.L.U.
Production d'un signal B.L.U.
Conversion de fréquence
Emission à double bande latérale (DSB)
Réalisations pratiques — Petits émetteurs et exciteurs
L'étage de puissance
Les émetteurs-Récepteurs ou Transceivers
Quelques circuits annexes

Un ouvrage de format 14,5 x 21, broché, de 152 pages, 144 schémas. Prix : 40 F.

En vente chez votre libraire habituel et à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - C.C.P. 4949 - 29 Paris
(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F)

Circuits intégrés

La technologie des circuits intégrés faisant de très rapides progrès, les fabricants proposent de plus en plus des circuits spécifiques intégrant tous les étages d'une fonction complexe. C'est notamment le cas d'Intersil qui propose depuis quelques mois les circuits référencés ICL 7106 et ICL 7107.

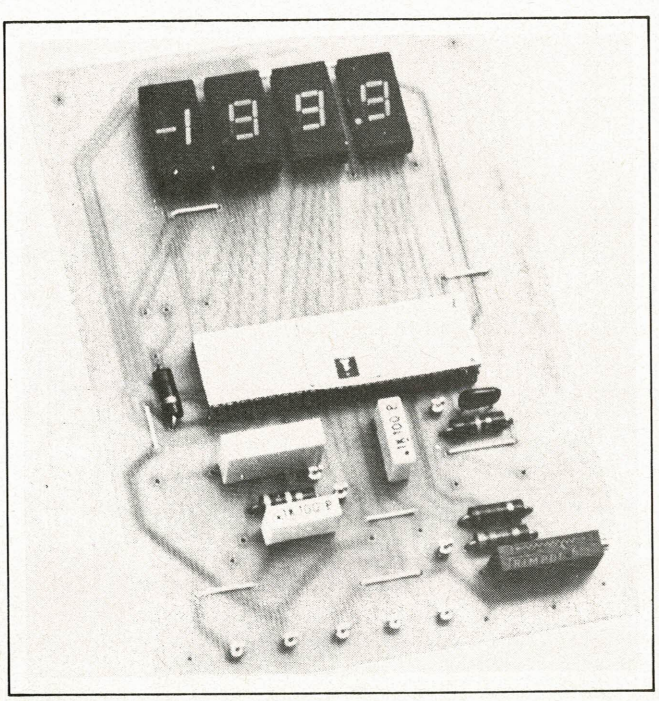
Ce sont des convertisseurs analogique-numériques 3 1/2 chiffres à haute performance et faible puissance, réalisés en technologie C.MOS.

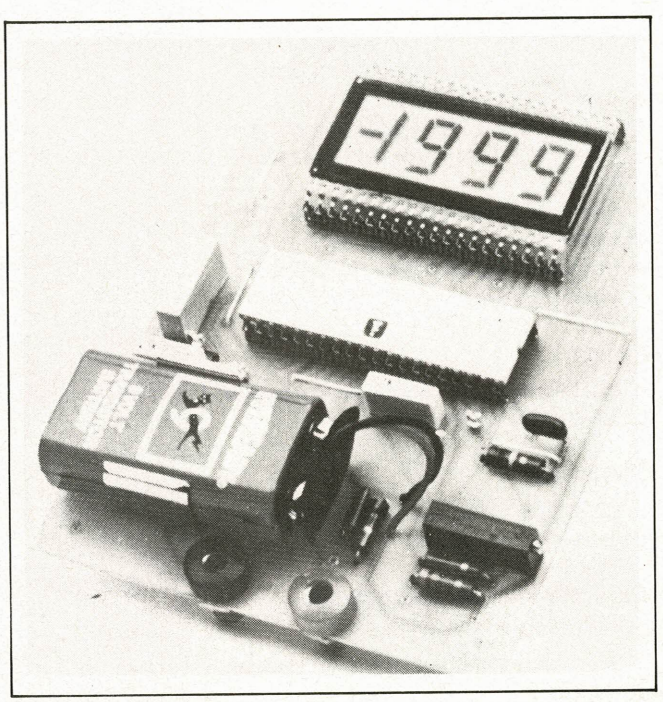
Voltmètres de tableau 3 1/2 digits avec les circuits ICL 7106 et 7107

Les deux modèles comprennent une sortie sept segments parallèle ; pour le ICL 7106 l'interface est prévue pour des afficheurs à cristaux liquides tandis que le ICL 7107 est prévu pour des afficheurs à diodes électroluminescentes (anode commune).

Il suffit d'ajouter au circuit intégré une dizaine de composants passifs, les afficheurs et une alimentation pour obtenir un voltmètre numérique complet à zéro et polarité automatiques.

C'est dans ce but, d'ailleurs, qu'Intersil propose également des kits d'évaluation à un prix très abordable et dont la description suit.





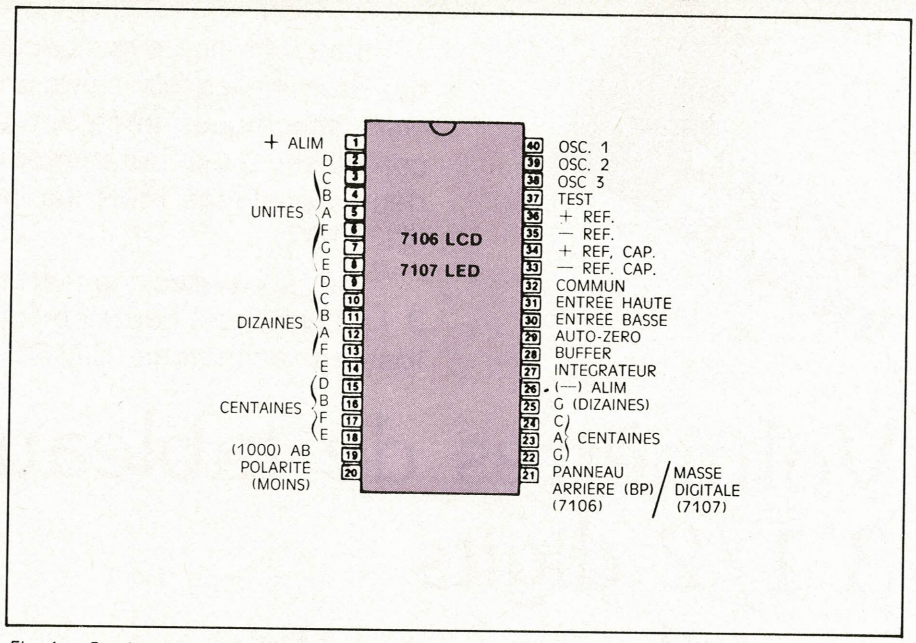


Fig. 1. – Brochage des circuits 7106 et 7107.

Les circuits intégrés

Le système ICL 7106/7107 emploie la technique d'intégration « double rampe » qui ne nécessite pas l'emploi de composants d'une précision élevée, dotée d'une forte réjection aux bruits, d'une excellente linéarité différentielle et pour laquelle la fréquence d'horloge n'est pas critique.

Ces circuits intégrés se caractérisent par les points suivants :

- Précision de ± 1 unité sur la totalité de l'échelle
- Zéro lu garanti pour zéro volt à l'entrée
- Polarité exacte dès la première mesure
- Tension de référence unique utilisable pour les mesures de rapport
- Horloge et référence internes
- Visualisation du dépassement par effacement des trois derniers chiffres
- Faible puissance (< 10 mW à 10 V)
- Faible bruit (15 μV typique)
- Entrées différentielles de 0,2 à 2 V pleine échelle

Boîtier

Dual in line 40 broches en enrobage plastique ou céramique.

Brochage

Celui-ci est donné à la **fig. 1** pour les deux types de circuit.

Caractéristiques électriques principales

Elles sont données dans le tableau ci-contre.

Tension d'entrée pleine échelle	± 200 mV (alim. 5 V min.) ± 2,0 V (alim. 6 V min.)
Échelle numérique	± 2 000 points
Tension de mode commun	+ Alim. – 0,5 V à – Alim. + 1 V
Précision	< 1/2 unité de + 10 °C à + 50 °C avec une référence externe
Tension de bruit ramené à l'entrée	15 μV typique
Largeur du zéro	Transition 0 ⁻ 1 entre 0,7 et 0,9
Différence de lecture en inversant la polarité (turnover)	< 1 unité
Circuit d'entrée	Différentiel
Courant d'entrée	2 pA
Impédance d'entrée	> $10^{12}\Omega$
Polarité	Automatique (commande signe « moins »)
Référence interne	2,8 V référencée à + Alim. Coefficient de température 100 ppm/°C typique
Référence externe	Doit être comprise entre – Alim. et + Alim.
Caractéristique de conversion	Double rampe avec zéro automatique Intégration signal, $T_S = 1\,000\ T_H$ Intégration référence, $T_R = 0$ à $2\,000\ T_H$ Auto Zéro = $1\,000\ T_H + (2\,000\ T_H - T_R)$ T_H = période d'horloge
Période d'horloge	48 kHz divisé par 4 de façon interne afin d'obtenir une horloge d'intégration de 12 kHz
Fréquence de lecture	3 lectures par seconde avec une horloge interne de 12 kHz (48 kHz externe) Précision garantie de 0,1 à 15 lectures par seconde.

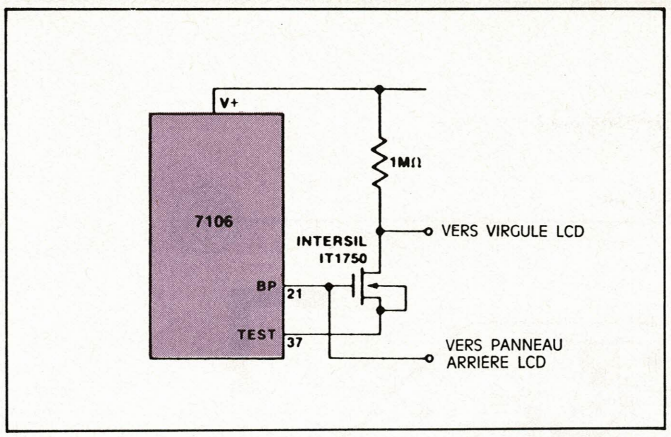


Fig. 3. – Virgule fixe pour afficheur à cristaux liquides.

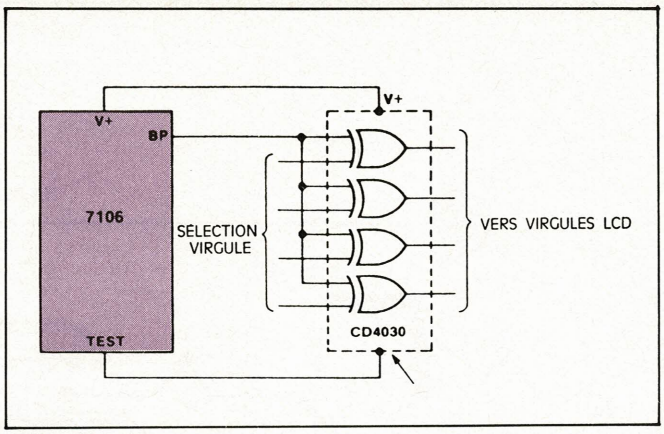


Fig. 4. – Virgule déplaçable.

Principe

On donne à la **fig. 2** les schémas de principe des deux modèles d'indicateur de tableau possibles. L'un, utilisant le 7106, est prévu pour un affichage à cristaux liquides (kit d'évaluation ICL 7106 EV/KIT) ; l'autre, utilisant le 7107, commande un affichage à LED (kit d'évaluation ICL 7107 EV/KIT).

Les valeurs des composants utilisés dans ces versions correspondent à une sensibilité de 200 mV pleine échelle.

On remarquera sur les deux schémas de la **figure 2** la présence d'un filtre d'entrée (1 MΩ – 10 nF) qui, étant donné le courant d'entrée extrêmement bas des circuits (1 pA typique à 25 °C, n'introduit qu'une erreur négligeable de 1 μV.

Affichage à cristaux liquides

Les afficheurs à cristaux liquides sont généralement commandés en appliquant un signal carré symétrique sur le panneau arrière (B.P.). Pour activer un segment, un autre signal de même amplitude mais déphasé de 180 ° par rapport au premier doit être appliqué sur ce segment. Il faut noter que l'application d'une tension continue supérieure à 50 mV pendant plusieurs minutes endommagerait l'afficheur d'une manière irréversible. Le 7106 fournit les signaux de commande des segments mais c'est à l'utilisateur de fournir la commande de la virgule en inversant la sortie B.P. (broche 21). Pour les applications où la virgule reste fixe, un simple inverseur CMOS suffit comme le montre la **figure 3.** Pour les applications où la virgule doit être déplacée, une quadruple porte OU Exclusif (type 4030) est recommandée **(voir fig. 4).**

Dans un cas comme dans l'autre, c'est la sortie test du 7106 (broche 37) qui alimente le ou les inverseurs CMOS en potentiel négatif. Cette borne test peut débiter 10 mA.

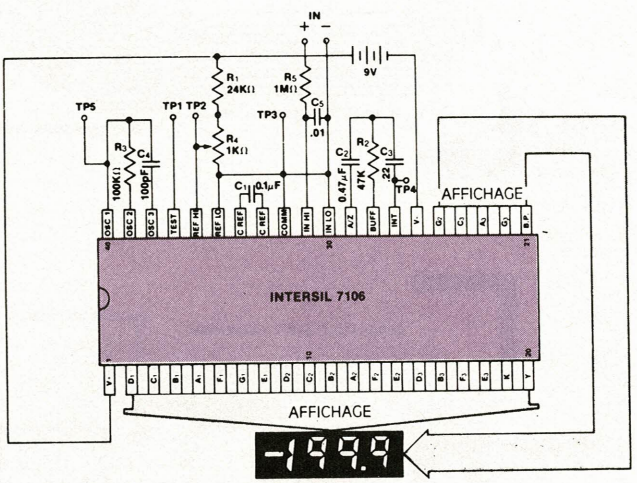


Figure 1 : Indicateur de tableau à LCD

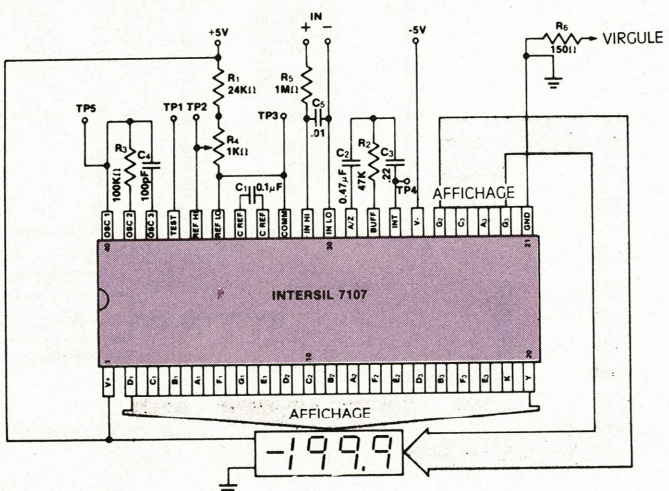
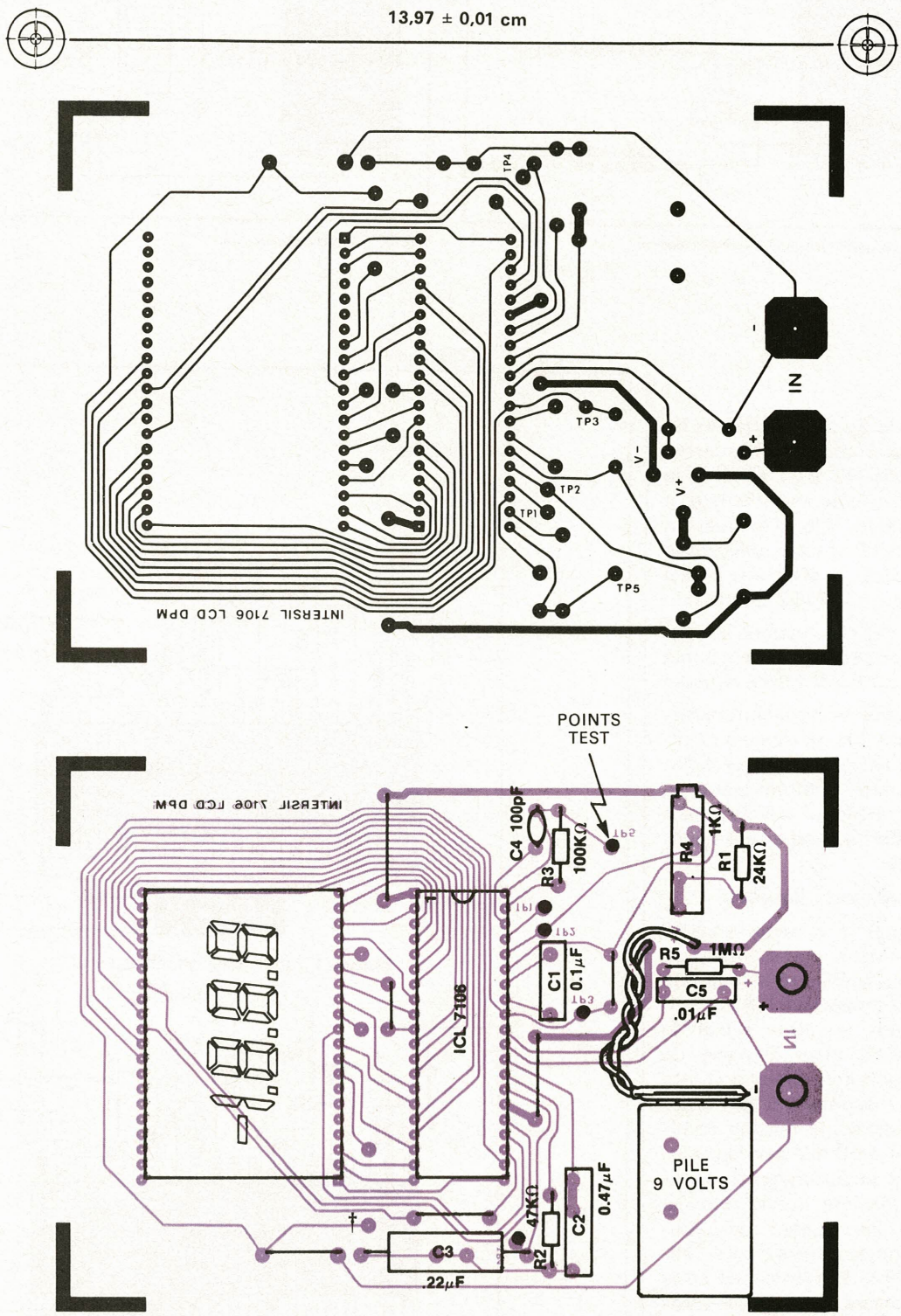


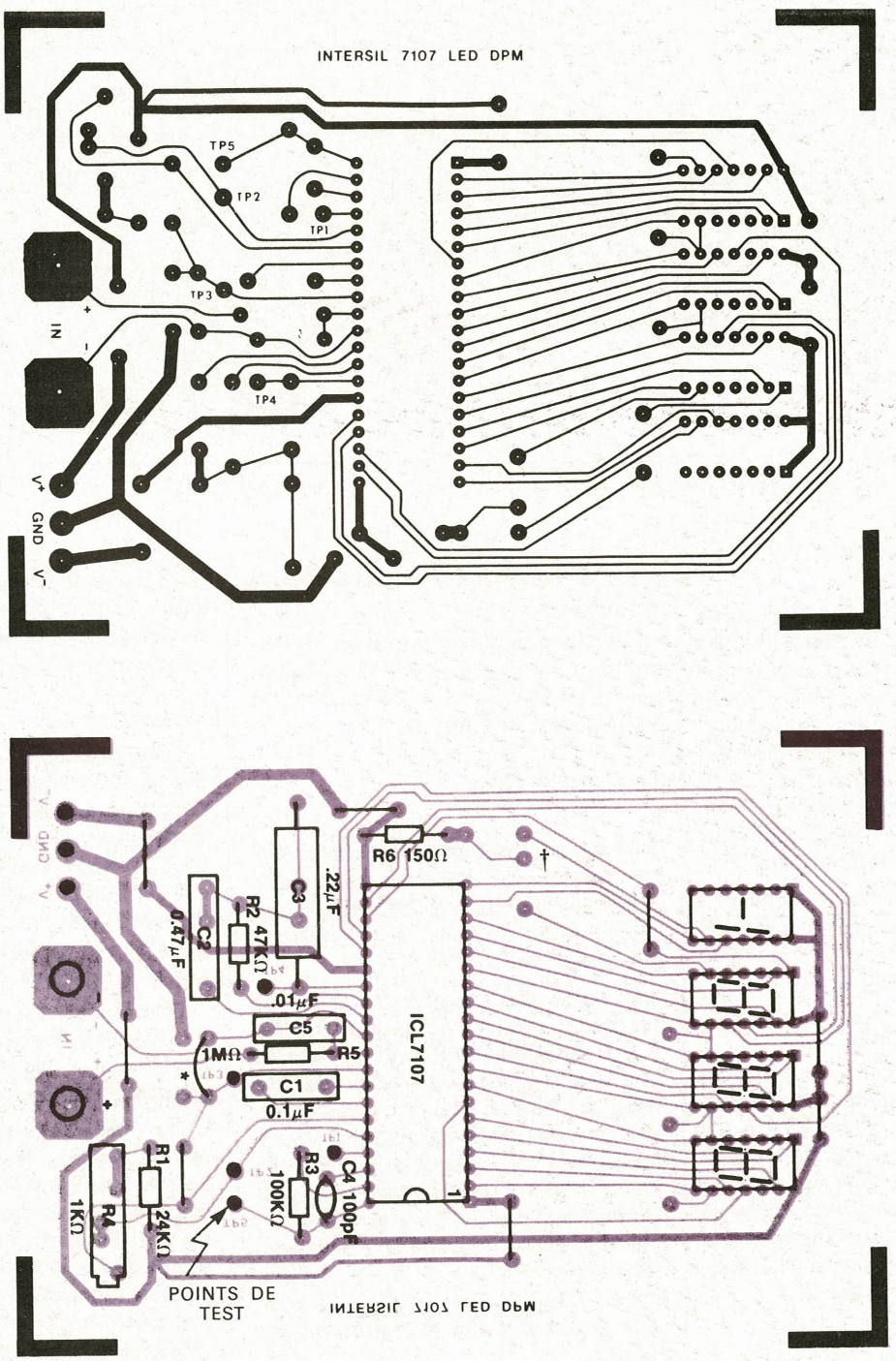
Fig. 2. – Schémas de principe dans les deux versions.



† Connexion pour virgule. Voir texte.

Fig. 6. – Gravure et implantation du circuit imprimé dans la version à cristaux liquides.

13,97 ± 0,01 cm



* Une connexion peut être faite à cet endroit pour relier l'entrée basse soit à la masse soit au commun.

† Connexion pour virgule si nécessaire.

Fig. 7. – Gravure et implantation du circuit imprimé dans la version à LED.

COMPOSANT (type)	200,0 mV pleine échelle	2,000V pleine échelle
C_2 (mylar)	0,47 µF	0,047 µF
R_1	24 KΩ	1,5 KΩ *
R_2	47 KΩ	470 KΩ

Fig. 5. – Valeur des composants pour deux sensibilités à pleine échelle.

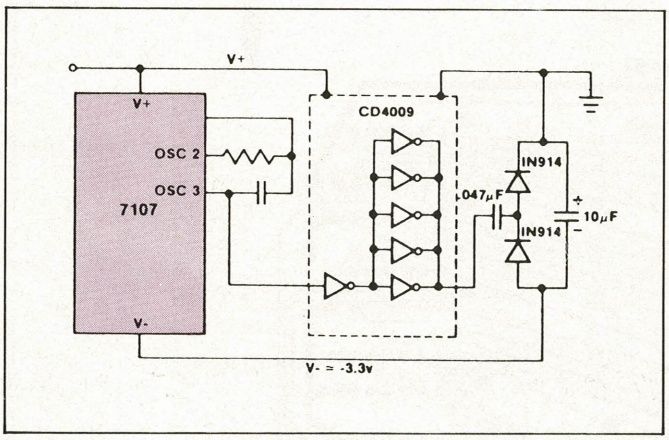


Fig. 8. – Générateur d'alimentation négative à partir de + 5 V.

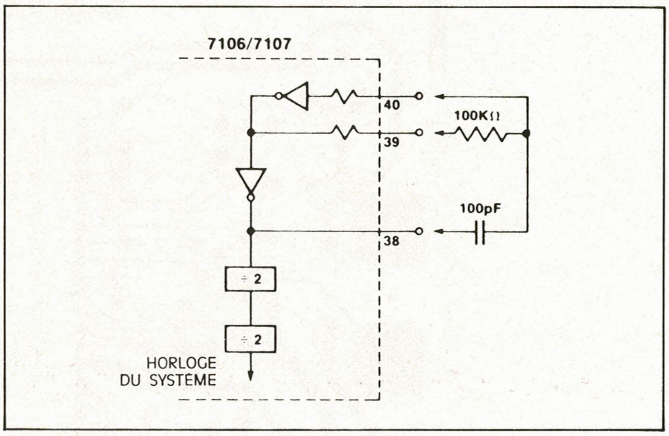


Fig. 9. – L'horloge interne.

Affichage à LED

Les FET de sortie du 7107 sont capables d'absorber environ 8 mA par segment, ce qui permet d'obtenir une luminosité suffisante à l'aide d'afficheurs classiques rouges. Cependant, l'emploi d'afficheurs Hewlett Packard à haut rendement permet d'obtenir une luminosité plus importante. L'emploi d'un filtre rouge (plexiglas) améliore nettement le contraste.

Pour obtenir l'allumage d'une virgule, réunir la cathode de cette virgule à la masse à travers une résistance de 150 Ω comme indiqué **figure 2.**

Changement d'échelle

La valeur de certains composants mentionnés à la **figure 2** doit changer si l'on désire obtenir une sensibilité différente. En effet, la sensibilité prévue sur ce schéma est de 200 mV à pleine échelle ; pour obtenir une sensibilité de 2 V à pleine échelle, on changera la valeur de R_1, R_2 et C_2 comme le montre le tableau de la **figure 5.**

Réalisation

Dans la version à affichage à cristaux liquides, utilisant le circuit 7106, le circuit imprimé proposé par Intersil est donné à la **figure 6** où l'on peut voir également l'implantation des composants sur la face non cuivrée du circuit.

Pour la version à affichage par LED (circuit 7107), la **figure 7** fournit les deux schémas de gravure et d'implantation du circuit imprimé préconisé par le fabricant.

Notons que le condensateur d'intégration C_3 doit être d'un type à faible perte diélectrique (polypropylène conseillé par Intersil).

Alimentation

La version à cristaux liquides 7106 est prévue pour fonctionner à partir d'une pile standard de 9 V (ou d'une alimentation régulée fournissant la même tension).

En revanche, la version 7107 à LED nécessite une alimentation double ± 5 V. Si l'alimentation ne fournit pas une tension « propre » (exempte de bruit), il est souhaitable de placer un condensateur de découplage de 6,8 µF aux bornes de celle-ci (entre + et la masse et entre – et la masse) au niveau de l'entrée de ces bornes sur le circuit imprimé. Si l'on possède une alimentation délivrant du + 5 V, on pourra obtenir une tension négative en utilisant le schéma de la **figure 8,** par exemple.

Mise au point Vérifications

L'horloge utilise un oscillateur RC dont la fréquence d'oscillation avoisine 48 kHz. Cette fréquence est divisée par quatre avant d'être utilisée comme horloge du système **(voir fig. 9).** La période d'horloge interne est donc de 83,3 µs et le temps d'intégration du signal (1 000 périodes d'horloge) est de 83,3 ms. Chaque séquence de conversion nécessitant 4 000 périodes d'horloge (333,3 ms), il y a donc trois lectures par seconde.

Dans le cas d'une fréquence du secteur de 50 Hz, en réglant la fréquence d'horloge sur 50 kHz exactement, on obtient une réjection optimum du secteur puisque la période d'intégration est un multiple entier de la période du secteur ; la séquence de conversion est dans ce cas de 320 ms, ce qui fait un peu plus de trois lectures par seconde.

On pourra aussi choisir la fréquence 47 059 Hz correspondant à un temps d'intégration de 85 ms et à une séquence de conversion de 340 ms.

On vérifiera, lors du raccordement à l'alimentation, la fonction « auto-zéro » : on doit lire zéro à l'affichage, l'entrée étant court-circuitée, et le signe – doit s'afficher environ 50 % du temps. On pourra vérifier également le dépassement de gamme : si la tension d'entrée est supérieure à la sensibilité de l'appareil, les trois chiffres les plus à droite ne doivent plus être affichés, c'est-à-dire que seul 1 ou – 1 sera affiché.

Signalons que pour une lecture positive, il n'y a pas d'affichage de signe de polarité.

Références : documents Intersil (fiches techniques et note d'application).

A travers la presse technique

Simulation de bobines « flottantes »

Electronic Engineering

Cette revue a publié, dans le numéro 607 vol. 50 (mai 1978), une communication du Dr D.A. LINKENS de l'Université de Sheffield, traitant de la simulation d'un oscillateur LC.

Au-dessous de 100 Hz, les bobinages prennent des dimensions exagérées et l'emploi de circuits équivalents selon la technique des gyrateurs peut donner satisfaction.

Pour le couplage des oscillateurs, on a trouvé que les gyrateurs commerciaux ne conviennent pas, car ils donnent de faibles signaux à leur sortie alors que, dans les applications étudiées par l'auteur, dans le domaine biomédical, il est nécessaire d'obtenir des tensions de ± 10 V.

Une simulation de bobine peut être réalisée selon la partie comprise dans la surface limitée par le pointillé, de la **figure 1,** utilisant un seul CI, A_1 du type 741.

En négligeant le courant dans A_1, l'impédance de la bobine est donnée par la relation :

$$Z = \frac{R_2 (1 + j\omega \cdot R_1 \cdot C)}{1 + j\omega \cdot R_2 \cdot C} \qquad (1)$$

Si R_2 est faible, on pourra simplifier l'expression (1) et on obtiendra :

$$Z = R_2 + j\omega \cdot C \cdot R_1 \cdot R_2 \qquad (2)$$

Le coefficient de surtension est :

$$Q = \omega R_1 \cdot C \qquad (3)$$

avec évidemment $\omega = 2 \pi F$.

Pour des valeurs importantes de Q, $R_1 >> 1/\omega C$ et il faut que la tension aux bornes de C ($V_3 - V_2$) soit très faible par rapport à la tension appliquée ($V_1 - V_2$) ce qui conduit à la condition :

$$R_1 >> \frac{1}{\omega C} >> R_2 \qquad (4)$$

Si la bobine doit avoir un point à la masse, ce sera le point terminal (1). Le point (2) apparaîtra comme inductif par rapport à la masse car le courant traversant R_2 est proportionnel à la tension aux bornes de la capacité C.

Dans le montage complet de la **figure 1,** le point terminal (1) apparaîtra comme inductif et l'élément A_2 fournit un courant égal et opposé à celui fourni par A_1 au point terminal (2). Le CI, A_2 se comporte comme un soustracteur, effectuant la différence entre la tension additive entre les points terminaux de l'inductance et la tension aux bornes de la capacité, ce qui donne la tension $V_1 + V_2 - V_3$.

Pour une bonne simulation, la tension aux bornes de C doit être très petite par rapport à la tension aux bornes de R_1, conformément à la condition (4).

Le circuit A_2 crée une faible différence entre deux tensions élevées.

Il est généralement essentiel à ce que les résistances R_3 soient bien étalonnées. On utilisera à cet effet des modèles BECKMAN montés dans des boîtiers DIL à 16 broches, sélectionnées pour une tolérance de 0,5 % maximum.

Dans le montage d'essai, on a adopté les valeurs suivantes :

$$R_1 = 470\ k\Omega\ ;\ C = 1\ \mu F\ ;\ R_2 = 100\ \Omega\ ;\ R_3 = 100\ k\Omega \qquad (5)$$

pour une fréquence d'oscillation de 100 Hz correspondant à une bobine de 47 H.

Cela donne une réactance capacitive de 1,6 kΩ et un coefficient Q de 600 environ, sans l'amplificateur additionnel A_2 et les résistances associées R_3.

L'effet des composants additionnels est celui d'une résistance parallèle, de pertes, de 200 kΩ et Q est réduit jusqu'à 6,6 ce qui reste suffisant dans l'application considérée ici.

On pourra augmenter Q en prenant $R_3 > 100\ k\Omega$.

Le circuit proposé a été essayé comme bobine d'oscillateur et comme bobine de couplage.

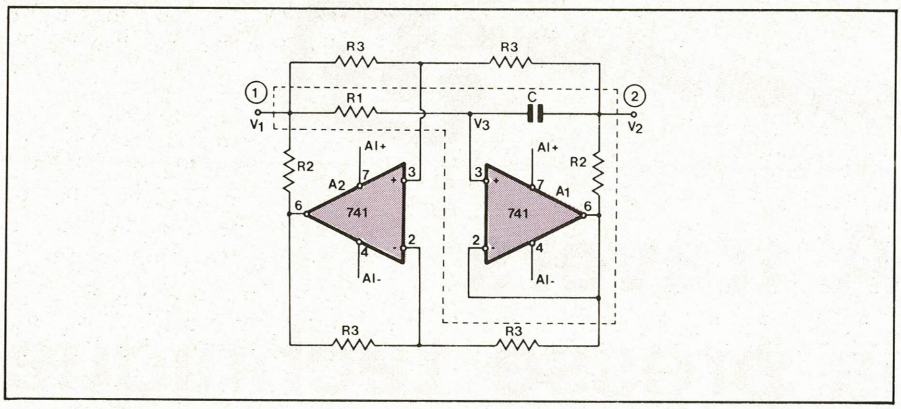


Fig. 1

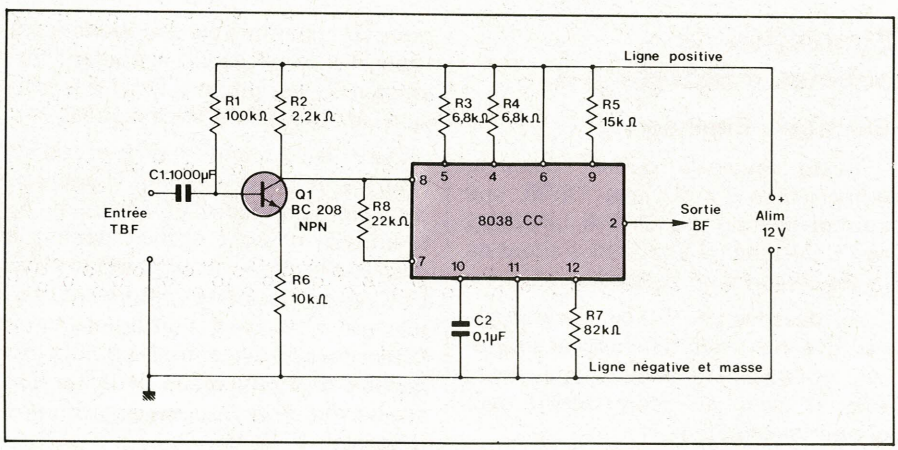


Fig. 2

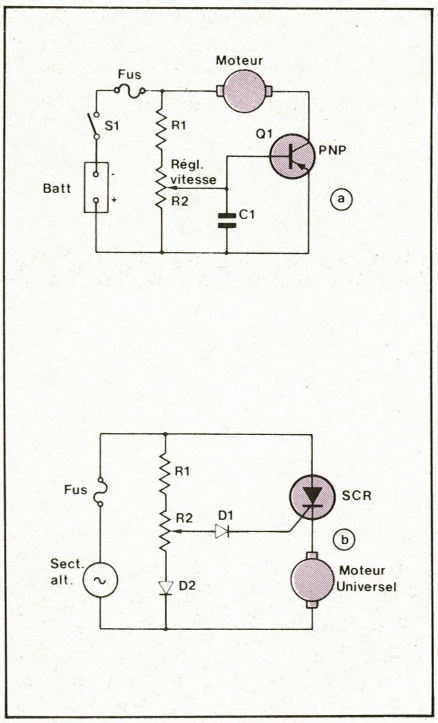


Fig. 3

Tableau A							
Fréquence (Hz)	R_1 (kΩ)	$1/\omega C$ (kΩ)	R_2 (Ω)	$R_1 \omega C$ (Q)	$1/\omega C R_2$	Z_L (kΩ)	Q
10	470	16	100	30	160	3	66,6
100	470	1,6	100	300	16	30	6,66

L'erreur est inférieure à 2 % à des fréquences de 10 à 100 Hz. La même « bobine » a été essayée comme élément de couplage entre deux oscillateurs, fonctionnant en régime libre, sur 100 Hz et on a constaté que les résultats étaient corrects dans les deux directions.

Dans certains cas, la tension aux bornes de la bobine était de 24 V et donnait lieu à un courant de A_1 et A_2, inférieur à 1 mA ce qui entre dans les possibilités du 741.

Voici, au **tableau A** ci-dessus, les valeurs à adopter pour les fréquences de 10 Hz et 100 Hz, pour les composants R et C du montage, ainsi que les valeurs des réactances et de Q.

Indicateur sonore de signaux TBF

Electronic Engineering

Lorsqu'un appareil quelconque fournit des signaux à très basse fréquence, par exemple inférieures ou très inférieures à 20 Hz, il est peu commode d'utiliser un indicateur galvanométrique à aiguille car celle-ci serait animée d'un mouvement vibratoire visible pouvant l'endommager à la longue.

Ce cas se présente avec un pont pour alternatif, un chercheur de trésors et tous appareils oscillateurs à battements dont la fréquence peut devenir extrêmement basse, par exemple 0,1 Hz.

Une indication du signal « subaudio » (ou TBF) peut être obtenue avec un VCO (oscillateur commandé par une tension) qui donnera, en fonction de la tension qui lui est appliquée, un signal BF de la gamme « audible ».

Ce dernier signal électrique pourra être appliqué à une entrée d'amplificateur BF suivi d'un haut-parleur ou d'écouteurs.

Le fonctionnement du montage de la **figure 2** proposé par M. R. HARKNETT de Portsmouth (Angleterre), dans Electronic Engineering de mai 1978 est le suivant : le signal TBF obtenu par détection de l'enveloppe de deux signaux de battement est utilisé pour moduler en fréquence le VCO.

Ce procédé est utilisable pour des signaux de fréquence aussi basse que 0,1 Hz (période = 10 secondes).

L'avantage primordial de ce procédé est que la sortie du VCO donne un signal de fréquence différente de celle d'entrée, ce qui évite toute réaction positive.

Analysons le montage proposé. Dans celui-ci, le signal de sortie, proche du sinusoïdal, est à 400 Hz.

La caractéristique tension/fréquence a une pente de 1 kHz par volt. Ce circuit donne des indications sonores pour des signaux de 50 mV d'amplitude, à partir de 0,1 Hz. L'appareil fonctionne comme un indicateur de signaux FM.

On appliquera le signal « subaudio » à l'entrée d'où un condensateur de 1 000 µF, donc de valeur très grande, le transmet à la base du transistor BC 208 dont le collecteur est relié au point 8 du CI 8038 CC, le VCO.

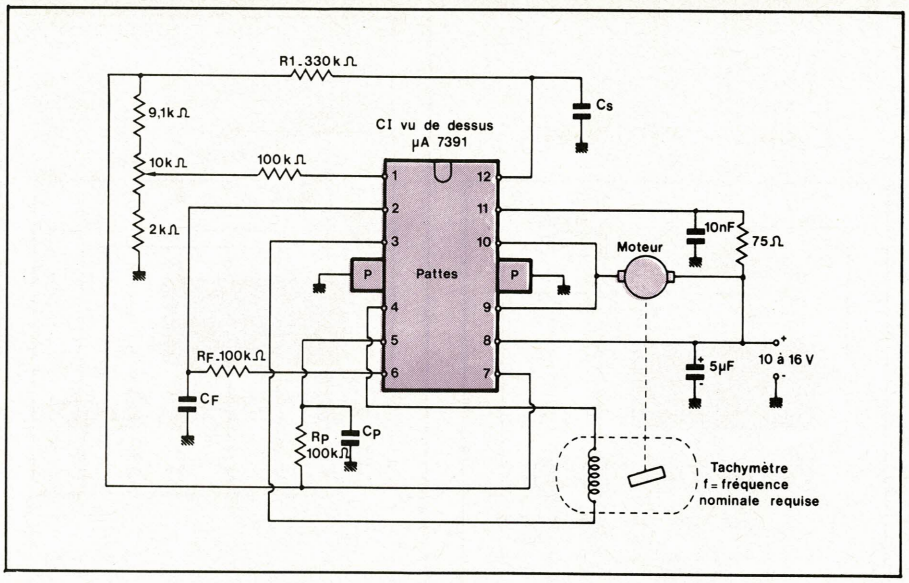


Fig. 4

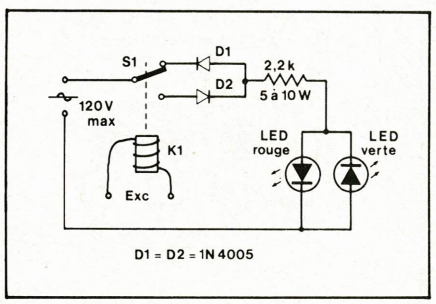


Fig. 5

Le montage de ce VCO est extrêmement simple, les points 4, 5, 6, 9 étant reliés à la ligne positive directement ou par des résistances et les points 10, 11, 12 à la masse, de la même manière.

On obtient au point 2 la tension BF qui est à 400 Hz environ avec les valeurs indiquées sur le schéma.

L'alimentation est de 12 V à connecter aux points 4 (+) et 11 (–).

Le transistor BC 208 est monté en émetteur commun avec contre-réaction de courant produite par R_6 non découplée, montée entre émetteur et masse.

Quelques circuits de commande de moteurs

Popular Electronics

Dans le numéro de juin 1978, LOU GARNER donne quelques exemples de commandes de moteurs dans une excellente étude d'initiation et de documentation dont nous ne reproduirons que les schémas avec quelques commentaires.

Voici d'abord, à la **figure 3 (a),** le montage de base d'une commande par transistor PNP. Le réglage s'effectue avec le potentiomètre R_2 qui permet de faire varier la polarisation de la base et, par conséquent, le courant de collecteur fourni au moteur.

A noter la batterie d'alimentation en continu, montée avec le + vers l'émetteur (ou le – si le transistor était un NPN). Un fusible approprié protège le moteur et le transistor.

En (b) de la même figure, on donne le schéma d'une commande par diode et thyristor (SCR).

L'alimentation se fait en alternatif, le moteur étant du type « universel ».

Il s'agit, dans ce dispositif, de faire varier la tension de la gâchette du thyristor à l'aide de R_2.

A noter que grâce à D_2, la tension aux bornes de $R_1 + R_2$ est redressée, la diode ne transmettant le courant que lorsque son anode est positive par rapport à sa cathode.

Avec R_2, des deux montages de la **figure 3,** on pourra faire varier la vitesse des moteurs.

Voici à la **figure 4** un système à boucle fermée utilisant le circuit intégré de Fairchild μA 7391 qui comporte des dispositifs de protection contre des surcharges thermiques et de tension.

On utilise un circuit de réglage de tension à résistances de 9,1 kΩ, 10 kΩ (réglable) et 2 kΩ, agissant sur la vitesse du moteur.

Celui-ci fait tourner le tachymètre à la fréquence nominale f requise.

On doit alimenter ce montage de commande sur une tension continue de 10 à 16 V, ces deux limites correspondant aux valeurs limites de la tension des batteries d'un véhicule. Grâce à ses « protections », la commande fonctionne correctement, si l'alimentation varie entre 10 V et 16 V.

Les valeurs des éléments sont données à titre documentaire et peuvent varier selon le moteur et l'indicateur de vitesse.

Dans le même article de L. GARNER, nous avons relevé également un schéma (**fig. 5**) qui permet de savoir si un relais est en circuit ouvert (pas de contact) ou en circuit fermé (contact).

A cet effet, le relais doit posséder des contacts supplémentaires constituant un inverseur.

Lorsque l'enroulement du relais K_1 est traversé par un courant, la palette est attirée et le courant alternatif est appliqué à D_2.

Si aucun courant ne passe par la bobine du relais, le contact est celui indiqué sur le schéma.

Soit, d'abord, la position du contact avec D_1.

La diode D_1 ne laissera passer le courant que lorsque l'anode sera positive, ce qui entraînera l'allumage de la LED $_1$, de couleur rouge par exemple.

Si la palette retombe vers le contact avec l'anode de D_2, la cathode de cette diode et celle de la LED_2 seront négatives par rapport aux anodes respectives et c'est la LED_2, verte par exemple, qui s'éclairera.

Indicateur universel à LED (BAR GRAPH)

Radio Electronics

Dans le numéro de juin 1978, MARTIN BRADLEY WEINSTEIN propose plusieurs montages d'indicateurs lumineux rectilignes réalisés avec plusieurs LED et un nouveau circuit intégré de TEXAS, le SN 75 499 P connu aussi sous la désignation TL 489. Le principe de fonctionnement de cet indicateur est le suivant : à l'entrée « analogique » du CI, on applique la tension dont le BAR GRAPH doit indiquer le niveau approximatif.

Ce niveau est représenté par les LED allumées.

Ces LED sont connectées aux sorties digitales (ou numériques). Le CI possède aussi deux points de branchement de l'alimentation unique qui est de 12 V normalement, valeur maximum 18 V.

A la **figure 6,** on donne le schéma intérieur du CI. Le boîtier est à huit broches 1 à 8, indiquées dans leur ordre réel. Le CI est vu de dessus. On y trouve un amplificateur A du signal analogique à brancher à la broche 8,

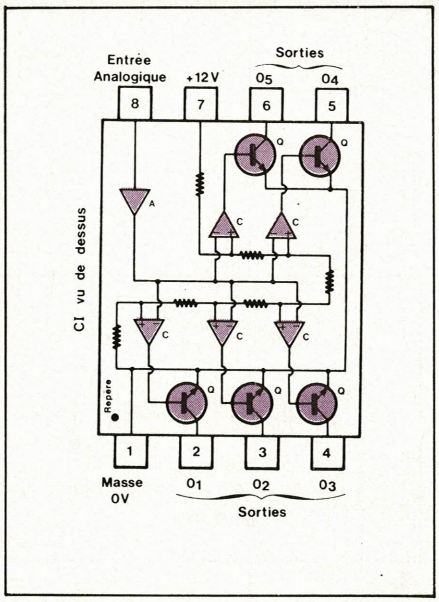


Fig. 6

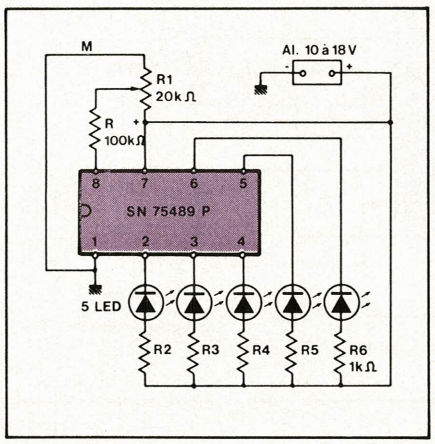


Fig. 7

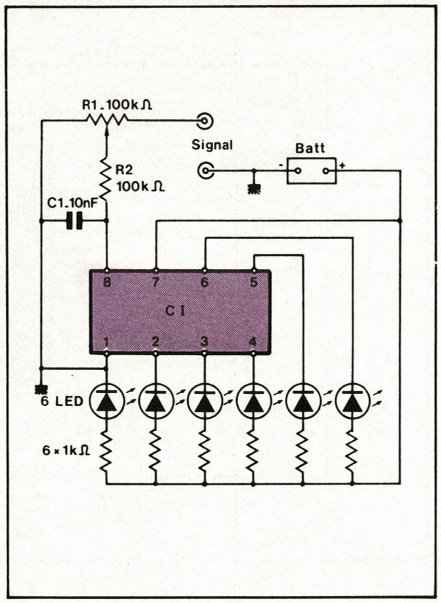


Fig. 8

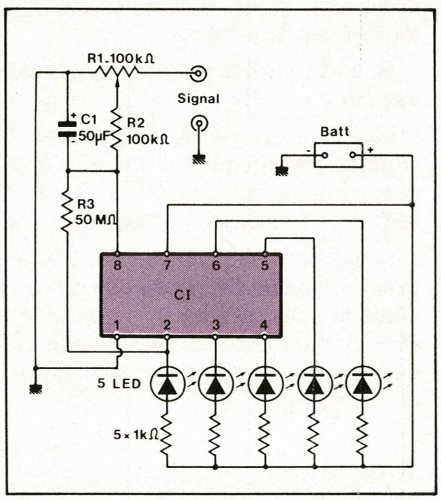


Fig. 9

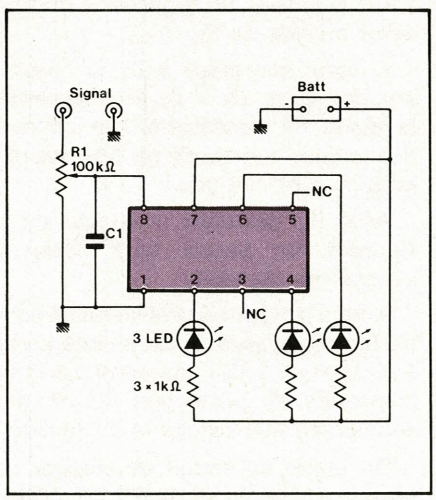


Fig. 10

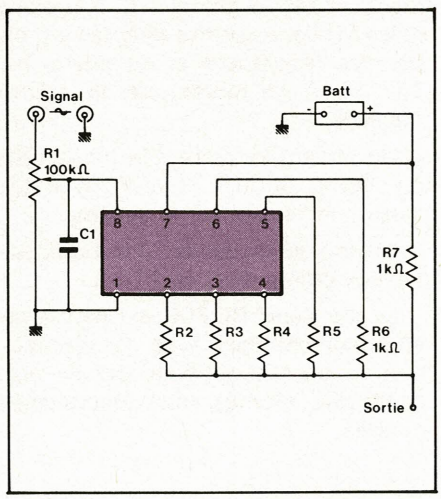


Fig. 11

Tableau I

$T_A = 25\,^{\circ}C$
$V_{cc} = 12\ V$

Sorties actives	MIN.	TYP.	MAX.	UNITE
O_1	160	200	240	mV
$O_1\ O_2$	350	400	450	mV
$O_1\ O_2\ O_3$	540	600	660	mV
$O_1\ O_2\ O_3\ O_4$	730	800	870	mV
$O_1\ O_2\ O_3\ O_4\ O_5$	920	1 000	1 080	mV

cinq comparateurs C et cinq transistors Q, dont les collecteurs aboutissent aux bornes de sortie auxquelles seront connectées les cathodes des LED.

Voici, au tableau I, les valeurs MIN. TYP. et MAX. des tensions en millivolts à appliquer à l'entrée pour obtenir l'allumage de une à cinq LED. Le maximum de tension est de 1 V environ.

La tension normale et alimentation peut être comprise entre 10 et 16,5 V. A chaque sortie, la tension ne doit pas dépasser 18 V. Le courant maximum aux sorties O_1 à O_5 est de 8 à 12 mA lorsque le niveau est haut (1) et de 15 à 25 mA lorsque le niveau est bas (0).

A la **figure 7** on donne un premier schéma, le plus simple de tous, servant de démonstration du fonctionnement de l'indicateur lumineux linéaire.

Le signal analogique est remplacé par une tension continue prélevée sur l'alimentation de 10 à 18 V qui peut être dosée par R_1, dont le curseur est relié à l'entrée 8.

Lorsque le curseur est à l'extrémité masse M, aucune LED ne s'allume. A mesure que la tension du curseur augmente, on verra s'allumer une, puis deux, puis trois, puis quatre et finalement les cinq LED seront allumées.

Dans tous les montages, les anodes des LED sont reliées au + de l'alimentation par des résistances de 1 kΩ.

Voici à la **figure 8** un montage utilisable pratiquement. Le signal analogique est connecté aux bornes indiquées et R_2 permet un réglage convenant au signal à considérer.

A noter que la LED reliée à la borne 1, de masse, sert à deux fins : comme indicateur permanent de fonctionnement et pour augmenter d'une unité le nombre des éléments lumineux de l'échelle lumineuse, pour un meilleur effet.

A la **figure 9** on donne une variante dans laquelle on a introduit C_1 de 50 µF et R_3 de 50 MΩ, constituant un temporisateur grâce à leur grande constante de temps $C_1\ R_3 = 2\,500$ s.

Lorsque le signal d'entrée sur la broche 8 est inférieur à 200 mV, R_3 et C_1 ont pour effet d'allumer la LED reliée au point 2 de sortie.

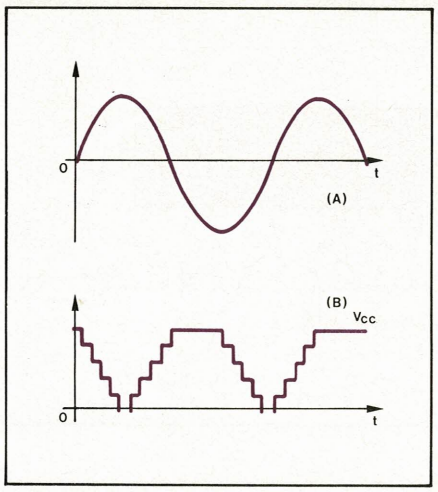


Fig. 12

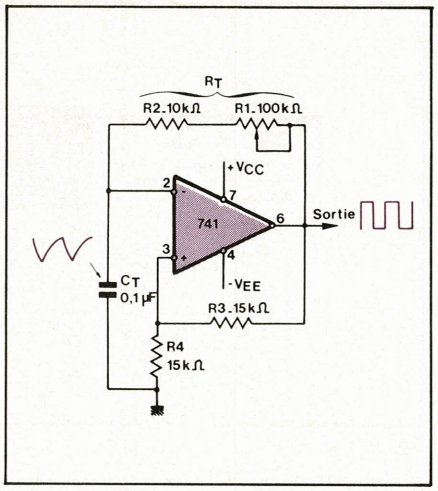


Fig. 13

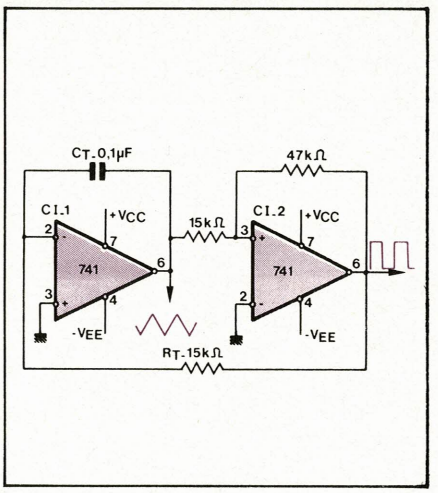


Fig. 14

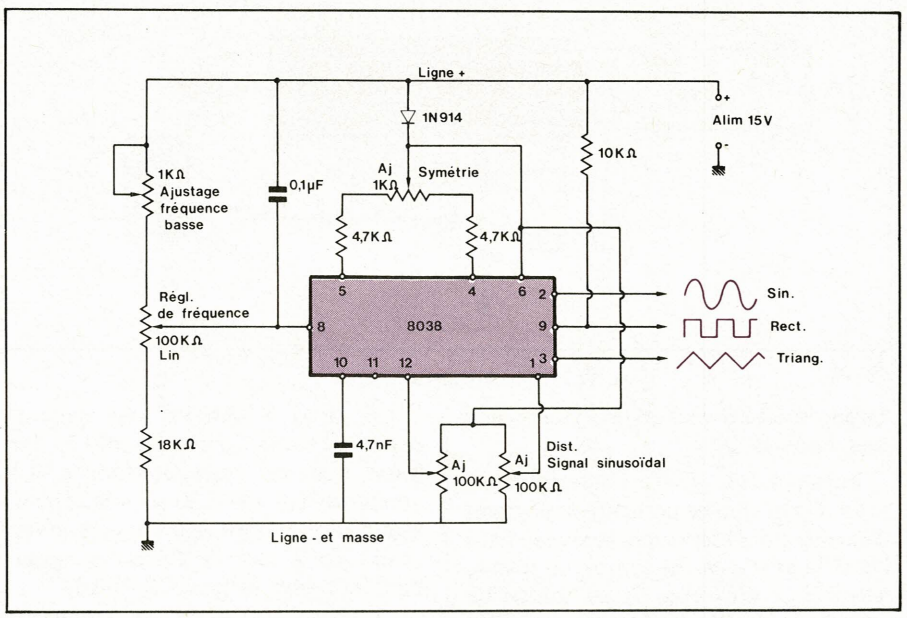


Fig. 15

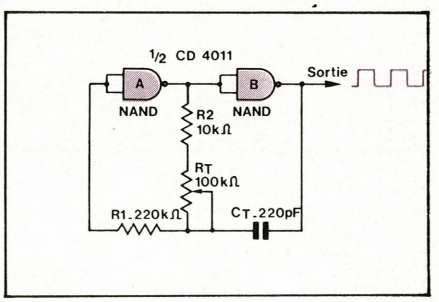


Fig. 16

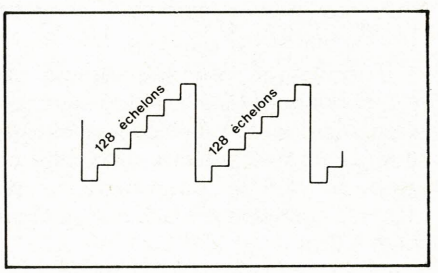


Fig. 17

A la **figure 10** on a représenté un indicateur à trois LED seulement, connectées aux points 2, 4 et 6, les points de sortie 3 et 5 restant libres.

Ce montage peut servir de moniteur et d'alarme. Ainsi, les signaux d'entrée supérieurs à 200 mV allument la LED 1 seulement, qui correspond à une tension de cette valeur. Cette indication lumineuse servira de témoin pour un niveau bas.

Si le signal atteint et dépasse 600 mV, c'est la LED 2 qui s'allumera pour indiquer le niveau correct.

Si le signal dépasse 1 V, la LED 3 s'allumera et indiquera un niveau trop haut, d'alarme par exemple.

La capacité de C_1 doit être déterminée expérimentalement entre 1 pF et 10 μF comme indiqué dans l'article original.

A la **figure 11,** on représente un montage sans LED destiné à une application différente.

Il s'agit en effet d'obtenir un signal à échelons comme celui de **(B) figure 12,** en appliquant à l'entrée 8 un signal sinusoïdal comme celui de **(A) figure 12.**

Pour plus de détails, voir l'article original de M.B. WEINSTEIN

Collection d'oscillateurs

Electronic Today

Dans la revue anglaise Electronic Today International (en abrégé ETI), nous trouvons dans le numéro de juillet 1978 l'article DESIGNING OSCILLATORS dont nous allons donner ci-après quelques extraits.

Le premier oscillateur est réalisable avec l'excellent 741 et donne des tensions rectangulaires dont la fréquence est réglable par potentiomètre.

Le schéma est donné à la **figure 13.** On remarquera deux boucles de rétroaction, l'une positive entre la sortie 6 et l'entrée non inverseuse 3, l'autre négative entre la sortie 6 et l'entrée inverseuse 2.

Il faut disposer d'une alimentation de ± 12 V. Pour faire varier la fréquence, on agira sur R_1 qui permet un rapport de 10 à 1 des fréquences limites.

Un autre oscillateur est représenté à la **figure 14** et nécessite deux 741 alimentés sous ± 12 V.

Ce montage permet d'obtenir un signal rectangulaire et à la sortie de CI-2 et un signal triangulaire à la sortie de CI-1.

Aucune impulsion n'est nécessaire pour le démarrage des oscillations.

Si l'on remplace R_T par une résistance variable, on pourra obtenir une variation de fréquence de 100 fois, par exemple entre 100 Hz et 10 kHz.

En remplaçant C_T par un système de commutation avec des condensateurs de valeurs croissantes, on disposera de signaux de 0,1 Hz à 100 kHz.

Un générateur de fonction est réalisable avec un 8038 Intersil d'après le schéma de la **figure 15.**

Ce CI est un VCO qui donne aux sorties 2, 9, 3 des signaux sinusoïdaux, rectangulaires et triangulaires, respectivement.

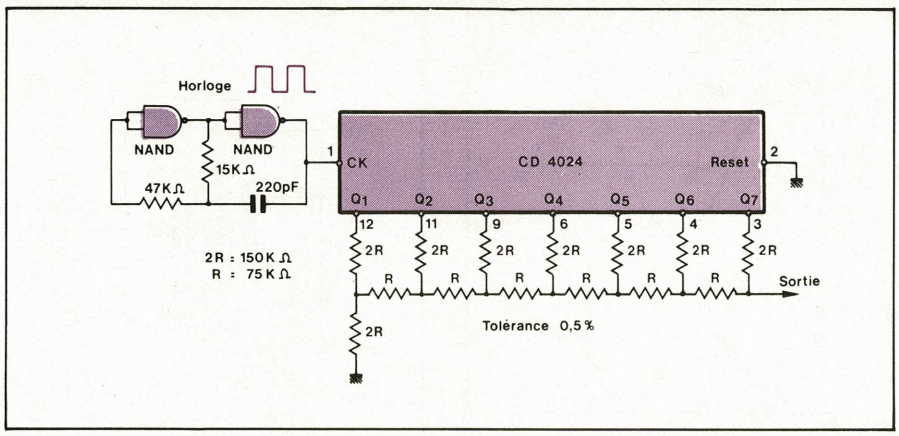


Fig. 18

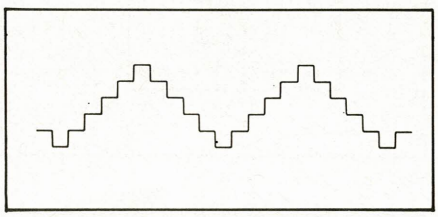


Fig. 19

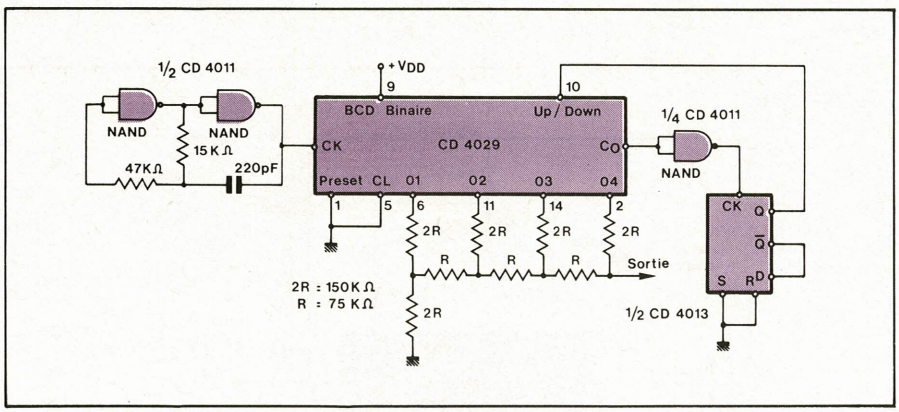


Fig. 20

L'oscillateur primaire donne un signal rectangulaire et triangulaire. De ce dernier, on tire un signal sinusoïdal dont la forme peut être améliorée en agissant sur le potentiomètre de 100 kΩ connecté entre la masse et les points 6 et 1.

La fréquence est réglable selon une loi non linéaire avec le potentiomètre de 100 kΩ linéaire dont le curseur est au point 8 du CI.

On règlera la limite inférieure des fréquences par la résistance ajustable de 1 kΩ et la symétrie du triangle avec le potentiomètre de 1 kΩ relié à la diode 1 N 914.

La fréquence de 1 MHz peut être atteinte.

Voici également à la **figure 16** un oscillateur de signaux rectangulaires, utilisant deux éléments d'un C. MOS, CD 4011 qui en possède quatre.

Les NANDS A et B sont montés en inverseurs, les deux entrées de chaque NAND étant réunies.

Ce montage est extrêmement simple et il fonctionne comme indiqué ci-après.

Partons, par exemple, de la sortie de (B) au niveau haut. De ce fait, l'entrée de (A) est également au niveau haut en raison du couplage par C_T.

La sortie de (A) est alors au niveau bas et la sortie de (B) est, d'abord, au niveau haut ; mais C_T se décharge par le potentiomètre de 100 kΩ et la résistance de 10 kΩ vers un point de niveau bas (logique 0).

Lorsque ce niveau décroissant atteint le niveau de croisement, le point de sortie de (A) tend vers le niveau haut (1) et la sortie de (B) tombe au niveau bas (ou 0). Dès lors, C_T se charge de manière à ce que son extrémité reliée à la sortie de (B) atteigne le niveau haut (1) et le processus dû à la charge et à la décharge du condensateur recommence.

La fréquence, inversement proportionnelle à C_T R_T, varie avec R_T.

Des commutations de C_T de valeurs croissantes doivent être possibles.

Comme $R_T + R_2$ peut varier entre 10 kΩ et 100 kΩ, les fréquences limites seront dans un rapport de 110/10 = 11. On comptera pratiquement sur un rapport de 10 et, avec plusieurs gammes, on aura un certain recouvrement en prévoyant des capacités C_T de 220 pF, 2,2 nF, 22 nF, etc. Les gammes seront approximativement 2 MHz à 200 kHz, 200 kHz à 20 kHz, 20 kHz à 2 kHz, 2 kHz à 200 Hz, 200 Hz à 20 Hz, etc.

Générateur de signaux complexes

La forme de ces signaux est indiquée à la **figure 17** et le schéma du générateur est représenté à la **figure 18**.

On voit que le signal à 128 échelons est la somme d'un signal en dents de scie et d'un signal rectangulaire.

Les deux « NAND », par exemple deux éléments d'un CD 4011, forment, avec les deux résistances et le condensateur de 220 pF, un oscillateur horloge fournissant un signal rectangulaire à l'entrée CK du compteur binaire à sept étages CD 4024.

La fréquence du signal est divisée aux sorties Q par 2, 4, 8, 16, 32, 64 et 128 respectivement et les signaux ainsi obtenus sont appliqués à un réseau de résistances « R 2 R ».

On réalise ainsi un convertisseur, digital à analogique, qui fournit une montée linéaire en 128 échelons comme indiqué sur la figure précédente.

Lorsque le comptage est terminé, le retour s'effectue et le processus recommence par la période suivante.

On peut aussi obtenir, par un procédé analogue, un signal triangulaire à échelons comme celui représenté à la **figure 19**.

A la figure 20, on donne le schéma du générateur utilisant trois éléments d'un CD 4011, un CD 4029 et un CD 4013.

Résistance à tolérance de 0,5 %. Le montage compte alternativement en avant et en arrière ce qui permet d'obtenir les montées et les descentes des échelons.

F. Juster

Etude

Nous nous proposons de montrer comment on peut calculer les facteurs de régulation amont et aval d'un régulateur de tension série.

La connaissance de ces facteurs permet d'envisager des améliorations à apporter au régulateur dans le cas où les performances sont jugées insuffisantes.

Evaluation des performances d'un régulateur de tension

Rappels sur la définition des facteurs de régulation

A partir d'une tension variant d'une quantité non négligeable autour d'une valeur moyenne, un régulateur de tension doit fournir une tension continue avec une très faible ondulation résiduelle tout en débitant un courant d'une intensité quelconque dans une certaine gamme.

Les variations v_s de la tension de sortie V_S de ce système sont provoquées par les variations v_e de la tension V_e à réguler et les variations éventuelles i_s du courant I_S débité par le régulateur ce qui se résume par :

$v_s = F \cdot v_e - R \cdot i_s$

Où F est le facteur de régulation amont et R le facteur de régulation aval ou résistance interne du régulateur, avec :

$F = \left(\frac{V_s}{V_e}\right)$ avec $i_s = 0$

c'est-à-dire $\left(\frac{\Delta V_S}{\Delta V_E}\right)$ avec $\Delta I_S = 0$

$\Delta I_S = 0$ signifie I_S = cte donc charge fixe.

$R = \left(\frac{V_s}{i_s}\right)$ avec $v_e = 0$

c'est-à-dire $\left(\frac{\Delta V_S}{\Delta I_S}\right)$ avec $\Delta V_e = 0$

F et R doivent être naturellement aussi faibles que possible. En effet, F petit signifie que la tension de sortie est très peu sensible aux variations de la tension d'entrée tandis que R faible indique que la tension de sortie dépend très peu des variations de débit du courant demandé à l'extérieur.

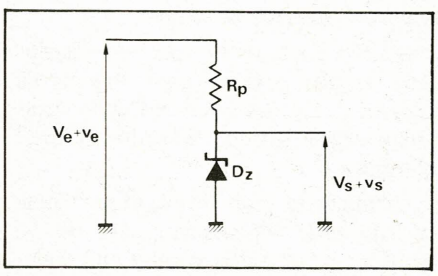


Fig. 1

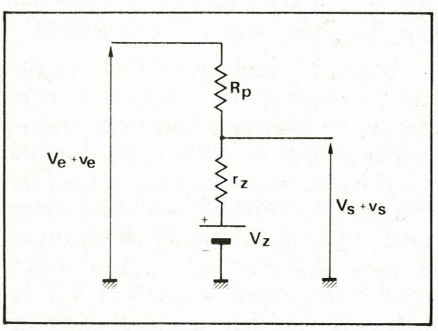


Fig. 2

Etude d'un régulateur élémentaire

Le régulateur le plus simple est constitué par une diode zener et une résistance **(fig. 1)**. La diode zener peut être assimilée à un générateur de tension de référence V_Z et une résistance r_z qui est la résistance dynamique de la diode **(fig. 2)**. Cette résistance est faible (en général, de l'ordre de 10 Ω).

Dans ces conditions, lorsque le courant débité I_S est constant ($i_s = 0$), les variations v_s de la tension de sortie V_S sont provoquées par celles de V_e soit v_e aux bornes de r_Z (en fait r_Z en parallèle avec la charge).

$v_s = F \cdot v_e = \frac{r_Z}{R_p + r_Z} \cdot v_e$

D'autre part, il est clair que la résistance interne de ce système est :

$$R = \left(\frac{v_s}{i_s}\right) \text{ avec } v_e = 0$$

$$= \frac{r_z \cdot R_p}{r_z + R_p}$$

Les possibilités de ce régulateur sont limitées en particulier par le courant qu'il peut débiter. En effet, le courant maximum qu'on peut faire passer dans la diode est fixé par la puissance maxima dissipable par la diode. Le courant que peut débiter le régulateur dépend de V_e, V_S et de R_p mais il ne peut pas être plus grand que le courant maximum supporté par la diode car il ne faut pas oublier qu'en absence de charge, c'est la diode zener qui devra absorber tout ce courant.

D'autre part, les facteurs de régulation de ce système sont médiocres surtout en ce qui concerne R la résistance interne qui est de l'ordre de 10 Ω comme r_z.

La façon la plus simple d'améliorer ce montage élémentaire est de lui ajouter un transistor monté en collecteur commun qui offre un gain en courant (mais pas en tension) et présente une résistance interne faible **(fig. 3)**.

Lorsque le régulateur débite un courant I_S constant, les variations v_s de la tension V_S délivrée proviennent principalement des variations v_Z aux bornes de la diode, c'est-à-dire sur la base du transistor qui les transmet à l'émetteur avec un gain 1. En fait, les variations v_e de la tension d'entrée V_e se trouvent aussi directement appliquées sur le collecteur du transistor et doivent aussi provoquer une variation v_S de la tension V_S fournie par le régulateur. Mais cette contribution à la variation de la tension de sortie est faible car le transistor est un générateur de courant, c'est-à-dire que son courant collecteur reste constant malgré les variations de la tension collecteur-émetteur V_{CE}. Par conséquent, pour une résistance de charge R_C donnée, la base du transistor étant à un potentiel fixé par la diode de référence, le courant I_E est pratiquement constant et les variations de la tension d'entrée ne seront pratiquement pas transmises à la sortie mais absorbées par la tension collecteur-émetteur du transistor **(fig. 4)**.

En résumé, nous obtenons tout comme dans le premier montage :

$$F = \left(\frac{v_s}{v_e}\right) \text{ avec } i_S = 0 = \frac{r_z}{R_p + r_z}$$

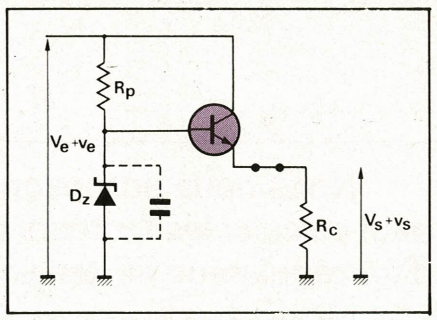


Fig. 3

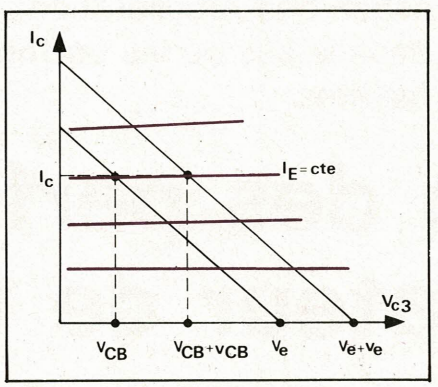


Fig. 4

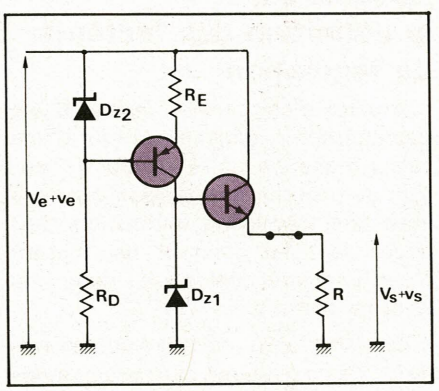


Fig. 5

En ce qui concerne le facteur R de régulation aval, il s'agit de la résistance interne du transistor monté en collecteur commun qui est :

$$R = \left(\frac{v_s}{i_S}\right) \text{ avec } v_e = 0$$

$$= \frac{h_{11} + r'_z}{\beta}$$

avec $r'_z = \dfrac{r_z \cdot R_p}{r_z + R_p}$

On peut remarquer que la valeur de cette résistance interne n'est pas une constante mais varie avec le courant demandé au transistor car le gain en courant β mais surtout la résistance d'entrée h_{11} d'un transistor dépend beaucoup du courant débité par le transistor. On a naturellement intérêt à utiliser un transistor ayant un fort gain en courant. Cependant l'emploi d'un montage Darlington n'est pas à conseiller car il augmente la valeur de h_{11} dans la même proportion que celle de β, et d'autre part il est un générateur de courant bien moins bon qu'un seul transistor.

Pour améliorer la régulation amont de ce montage on a deux solutions ($F \simeq r_Z / R_p$) :

– diminuer l'impédance présentée par la diode de référence ;

– augmenter la résistance R_p de polarisation de la diode.

La première solution consiste à diminuer les variations de tension aux bornes de la diode en la shuntant par un condensateur qui devra être assez gros. $\left(\dfrac{1}{C\,\omega}\right) \leqslant r_Z$.

Pour pouvoir augmenter R_p, il faut augmenter la tension d'entrée V_e ou alors le courant de polarisation de la diode sera diminué, on est donc rapidement limité et il faudra remplacer la résistance R_p par une source de courant permettant de fournir un courant constant et suffisant à la diode sans augmenter de façon draconienne la tension d'entrée. Cette source de courant peut être facilement réalisée avec un transistor. L'impédance dynamique présentée par ce montage sera d'autant plus grande que le transistor sera polarisé en base commune, c'est-à-dire avec une grande résistance d'émetteur R_E et une faible résistance de base **(fig. 5** et annexe).

Dans le cas où on utilise la polarisation de la diode de référence à courant constant, on ne peut plus négliger les variations de la tension de sortie provoquées par les variations de la tension collecteur de T_1 car elles sont alors du même ordre que celles transmises sur la base de T_1 par T_2.

Etude d'un régulateur bouclé

Introduction

Le principe de ce type de régulateur est un peu plus évolué ; il s'agit en fait d'un asservissement. Une fraction de la tension de sortie est prélevée pour être comparée à une tension de référence. Un signal proportionnel à la différence de ces deux tensions sert à asservir la tension de sortie. La **figure 6** donne l'exemple d'un tel régulateur de tension d'un type très répandu.

Pour évaluer les performances d'un tel montage, la méthode la plus pratique consiste à étudier d'abord les caractéristiques du circuit en boucle ouverte puis d'en déduire celles du système bouclé.

Lorsqu'on ouvre la boucle dans le circuit de la **figure 6**, on obtient le montage de la **figure 7** où les générateurs qui attaquent la base et l'émetteur de T_2 ont été obtenus par application du théorème de Thévenin.

On peut considérer que les variations v_s de la tension de sortie V_S du circuit en boucle ouverte sont dues aux variations v_e de la tension d'entrée V_e ainsi qu'aux variations i_s du courant débité I_S mais aussi aux tensions variables fournies par les générateurs e_g et v_Z, ce qui s'écrit :

$$v_S = F \cdot v_e - R \cdot i_s + G(v_Z - e_g) \quad (1)$$

Le fait de fermer la boucle a pour conséquence de rendre les tensions fournies par les générateurs e_g et v_Z proportionnelles aux variations v_S de la tension de sortie :

$$v_Z = \gamma \cdot v_s = \frac{r_Z}{r_Z + R_3} \cdot v_S$$

et

$$e_g = k \cdot v_S = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_S$$

La relation (1) devient alors :

$$v_S = \frac{F}{1 + G(k - \gamma)} \cdot v_e - \frac{R}{1 + G(k - \gamma)} \cdot i_s \quad (2)$$

Mais, d'après (1), on peut trouver :

$$F = \left(\frac{v_s}{v_e}\right) \text{ avec } i_S = 0$$

avec aussi $v_z = e_g = 0$, c'est-à-dire que F est le facteur de régulation du circuit en boucle ouverte.

$$R = \left(\frac{v_s}{i_s}\right) \text{ avec } v_e = 0$$

avec aussi $v_2 = e_g = 0$; R est donc le facteur de régulation aval ou résistance interne du montage en boucle ouverte.

Et enfin

$$G = \frac{v_s}{v_Z - e_g} \text{ avec } v_e = 0,\ i_S = 0.$$

G est le gain de boucle du système.

On peut remarquer que $v_Z = \gamma \cdot v_S$ représente les variations parasites de la tension aux bornes de la diode de référence provoquées par les variations de la tension de sortie dont on prend ailleurs une fraction $e_g = k\, v_S$. On aura très vraisemblablement $\gamma \ll k$, ce qui signifie qu'on pourra négliger l'influence de la réaction parasite $\gamma \cdot v_s$ devant celle de la contre-réaction désirée $k\, v_s$.

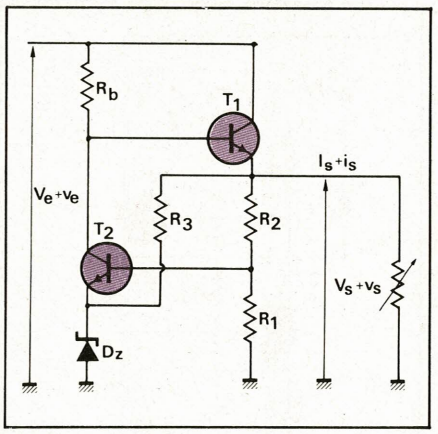


Fig. 6

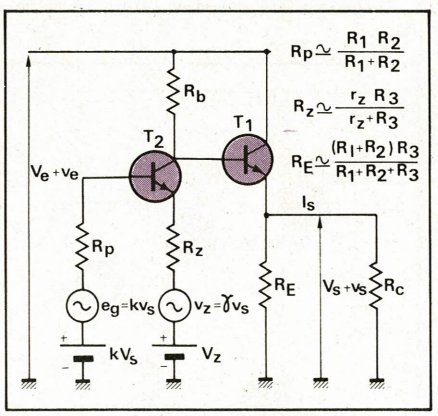


Fig. 7

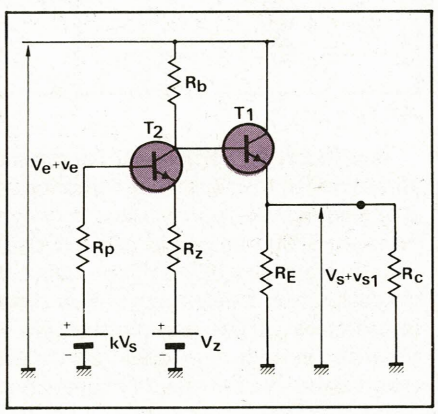


Fig. 8

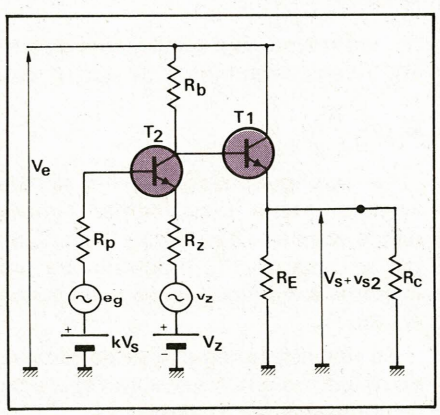


Fig. 9

Calcul des caractéristiques en boucles ouvertes

Pour évaluer les facteurs de régulation amont F et aval R du système en boucle ouverte, on se reportera au schéma de la **figure 8** qui est celui du montage en boucle ouverte où l'on a court-circuité les tensions variables e_g et v_Z.

Le facteur de régulation aval est tout simplement la résistance interne du transistor T_1 monté en collecteur commun.

$$R = \frac{h^1_{11} + R'_b}{\beta_1}$$

où R'_b est constituée par R_b en parallèle avec ρ'_2 la résistance interne du montage à transistor T_2.

En ce qui concerne le facteur F de régulation amont, on pourra considérer que $F \simeq 1$. En effet, du fait de l'importance des impédances en jeu, les variations v_e de la tension d'entrée V_e vont se retrouver à quelque chose près sur la base de T_1 et donc sur l'émetteur de T_1 c'est-à-dire la sortie.

Pour connaître le gain de la boucle G, on se reporte à la **figure 9**, qui est le circuit en boucle ouverte dans lequel on a supprimé les variations v_e de la tension V_e et les variations i_s du courant de sortie. Il s'agit donc d'évaluer le gain en tension d'un montage à deux transistors dont l'un T_1 est monté en collecteur commun et l'autre T_2 est monté en émetteur commun. On a donc :

$$G = G_1 \cdot G_2$$

$$\text{avec } G_1 = \frac{v_{s2}}{v'_s} = \frac{\beta_1 \cdot R'_E}{h_{11(1)} + \beta_1 \cdot R'_E}$$

$$\text{avec } R'_E = \frac{R_E \cdot R_C}{R_E + R_C}$$

où R_C est la charge extérieure

$$\text{et } G_2 = \frac{v'_s}{v_z - e_g} = \frac{\beta_2 \cdot R_L}{h_{11(2)} + \beta_2 \cdot R_Z + R_p}$$

$$\text{avec } \frac{1}{R_L} = \frac{1}{\rho'_2} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{h^1_{11} + \beta_1 \cdot R_E}$$

La charge de T_2 est en effet constituée par la résistance R_b en parallèle avec l'impédance présentée par T_1 et enfin shuntée par sa propre impédance interne ρ'_2.

Amélioration des performances

Nous avons vu que le facteur de régulation amont F en boucle ouverte était peu différent de 1 parce que les variations v_e de la tension d'entrée V_e se retrouvaient sur la base de T_1 à cause de la résistance R_b. Une façon de

réduire ce facteur consiste à relier cette résistance R_b non pas directement à l'entrée V_e mais à un point où la tension est déjà stabilisée comme par exemple on le fait dans le montage de la **figure 10**.

On a évidemment intérêt à avoir un gain de boucle important pour que les facteurs de régulation amont et aval du régulateur

$$F \simeq \frac{F}{1 + k\,G} \qquad R' = \frac{R}{1 + k\,G}$$

soient faibles.

Pour augmenter le gain G_2, on devra choisir les résistances de pont R_1 et R_2 telles que :

$$R_p = \frac{R_1 \,.\, R_2}{R_1 + R_2} \leqslant h_{11(2)} + \beta_2 \,.\, R_Z$$

On aura intérêt à augmenter au maximum la résistance de charge du transistor T_2 et donc R_b mais la différence de potentiel aux bornes de R_b étant fixée : $V_e - (V_S + V_{BE\,1})$, le courant circulant dans R_b étant au moins égal à I_{E1} max$/\beta_1$, on sera rapidement limité dans cette voie. En outre, une augmentation de V_e se traduit automatiquement par un accroissement de la puissance à dissiper dans T_1.

La solution consistera à remplacer cette résistance R_b par une source de courant réalisée à l'aide d'un transistor PNP.

Il faut cependant remarquer que lorsqu'on augmente R_b, on accroît par la même occasion la résistance interne R du montage en boucle ouverte.

En effet, cette résistance interne dépend directement de l'impédance de base de T_1

$$R = \frac{h_{11} + R'_b}{\beta}$$

avec $R'_b = \dfrac{R_b \,.\, \rho'_2}{R_b + \rho'_2}$

Lorsqu'on crée un grand gain de boucle G, on améliore le facteur de régulation amont

$$F' \simeq \frac{1}{1 + k\,G}$$

du régulateur mais pas forcément le facteur de régulation

$$R' \simeq \frac{R}{1 + k\,G}$$

si on a dû prendre une grande résistance de charge R_b pour T_2.

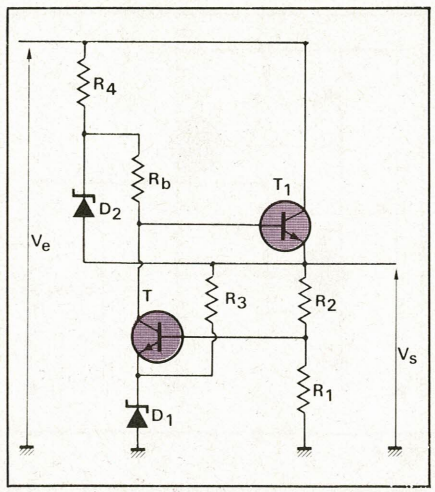


Fig. 10

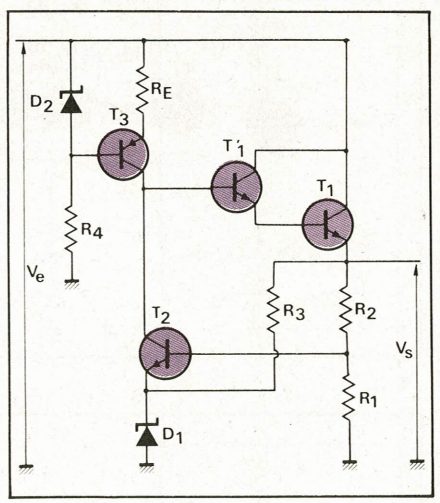


Fig. 11

Une façon de compenser l'augmentation de R provoquée par l'adjonction d'une source de courant dans le circuit consiste à augmenter le gain en courant du transistor ballast T_1 en utilisant un darlington. L'argument utilisé dans la première partie pour montrer l'inutilité de l'emploi d'un darlington n'est plus valable ici car dans l'expression

$$R = \frac{h_{11} + R'_b}{\beta}$$

h_{11} est maintenant négligeable devant R'_b. Avec un darlington on aura donc :

$$R \simeq \frac{R'_b}{\beta_1 \,.\, \beta'_1}$$

Le darlington aura aussi d'ailleurs comme intérêt d'augmenter l'impédance vue de sa base et qui vient charger le transistor T_2. Il contribuera par là même à améliorer le gain en tension G_2 de T_2.

En résumé, le régulateur de tension qu'on pourra employer aura l'allure de celui dessiné sur la **figure 11**.

Remarque

En général, la présentation des régulateurs de tension ne correspond pas à celle donnée dans les figures de ce texte. Les transistors ballasts ont été représentés verticalement (et non horizontalement comme à l'habitude) dans le souci de faciliter la compréhension.

Annexe

Source de courant

La résistance présentée par un transistor monté en source de courant est telle que :

$$\rho' \simeq \rho \left(1 + \frac{\beta \,.\, R_E}{R_E + h_{11} + R_B}\right)$$

où $\rho = 1/h_{22E}$ est la résistance interne d'un transistor en émetteur commun.

R_E est la résistance d'émetteur.

R_B est la résistance de base (si le transistor est polarisé par un pont de résistance R_1 et R_2 on a

$$R_B = \left(\frac{R_1 \,.\, R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

Pour avoir une source de courant aussi bonne que possible il faudra mettre une résistance d'émetteur R_E grande et une résistance de base R_B faible la résistance interne de la source pourra alors tendre vers $\rho' = \beta\,\rho$.

Dans le cas du montage de la **figure 3** on peut écrire que les variations i_c du courant collecteur du transistor T sont telles que

$$i_c = \frac{v_e}{\rho'} \text{ avec } \rho' = \rho \left(1 + \frac{\beta \,.\, R_C}{R_C + h_{11} + r'_Z}\right)$$

$$\simeq \rho \,\frac{\beta \,.\, R_C}{R_C + h_{11} + r'_Z}$$

Les variations de la tension de sortie sont :

$$v_s = R_c \,.\, i_s = R_c \,.\, i_E \simeq R_c \,.\, i_c$$

$$= \frac{R_c}{\rho'} \,.\, v_e$$

$$\simeq \frac{R_c + h_{11} + r'_Z}{\beta \,.\, \rho} \,.\, v_e$$

En fait si on ne néglige pas i_B on aura alors R_c en parallèle avec

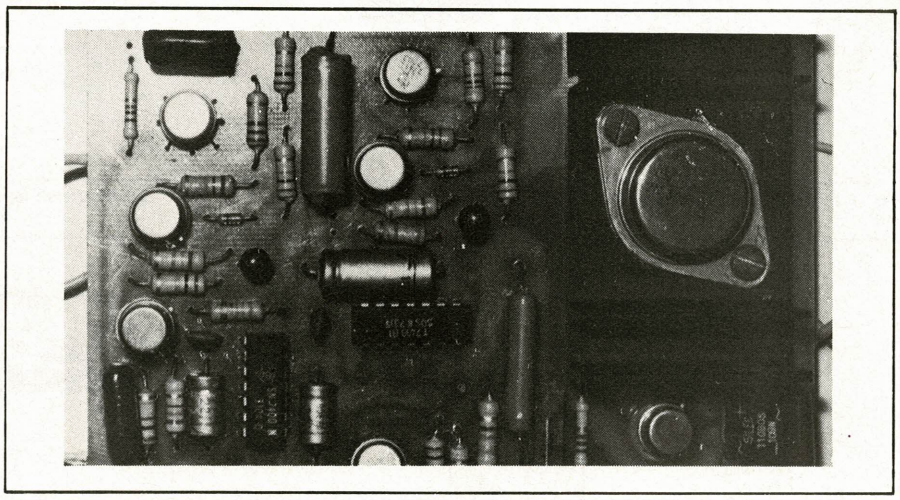
$$\frac{h_{11} + r'_Z}{\beta}$$

et on peut remarquer que généralement R_c est petit (lorsqu'on débite du courant), ce qui a pour conséquence que

$$\frac{h_{11} + r'_Z}{\beta}$$

n'est pas toujours négligeable devant R_c.

Denis Floutier
Dr Ingr Maître-assistant
Dépt Génie Electrique
IUT de Montpellier



Un exemple de synchronisateur complet (étages d'entrée, comparateur et variateur). Seule une alimentation vient compléter cette carte.

Les systèmes électroniques de synchronisation pour cinéma sonore de petit format

Les petits formats cinématographiques, et particulièrement le Super 8, sont largement utilisés par les cinéastes amateurs et de plus en plus par les professionnels, notamment pour la télévision. Matériel et émulsions atteignent en effet un haut degré de perfection qui ne craint pas encore vraiment la concurrence des équipements vidéo portables en couleurs. Le développement explosif des caméras sonores enregistrant le son sur le film lui-même n'est certes pas étranger à cet état de choses. Ceci étant posé, on pourrait être tenté de ranger au magasin des accessoires, voire au musée, les dispositifs permettant la synchronisation entre équipements films muets et magnétophones. En réalité, nous restons persuadés (et bon nombre de cinéastes également) que cette technologie n'a pas dit son dernier mot. Deux raisons à cette opinion : nombreux sont les possesseurs d'un excellent matériel muet et d'un non moins excellent magnétophone. Parallèlement à cela, il faut bien admettre que la qualité sonore offerte par la ou les pistes sonores d'un film est loin d'atteindre, surtout en stéréo, celle d'une bonne bande magnétique tournant à 19 cm/s. Toute tentative de report d'enregistrement à des fins de mixage vient encore creuser l'écart.

L'électronique permet actuellement de réaliser des synchronisateurs précis, fiables et relativement simples. Dans cet article, nous allons définir les voies pouvant être suivies pour mettre au point les divers types de synchronisateurs.

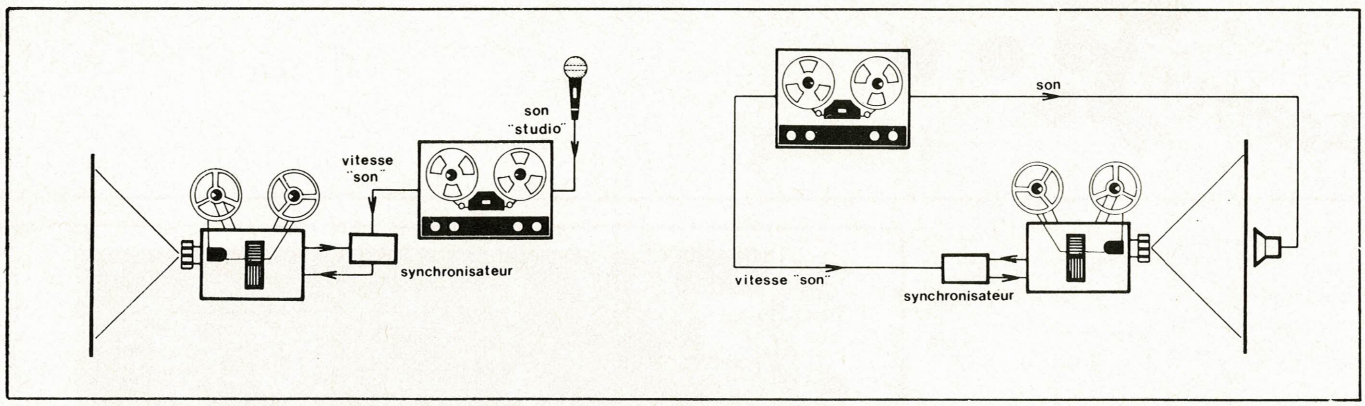


Fig. 1 a : Projection de post-synchronisation.

Fig. 1 b : Projection en salle.

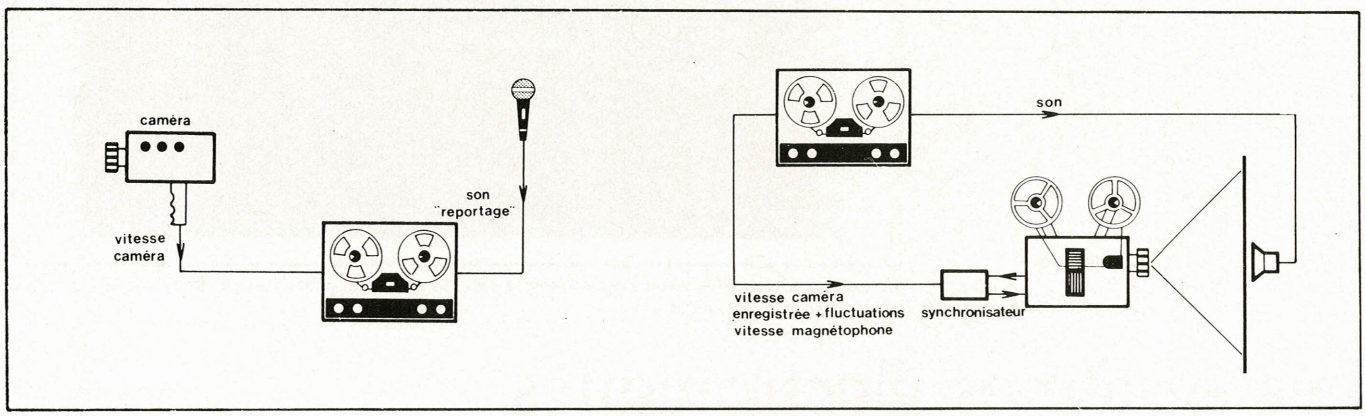


Fig. 2 a : Prise de vues et de son.

Fig. 2 b : Projection en salle.

Historique rapide

La nécessité d'un système de synchronisation entre image et son est apparue dès que le cinéma muet a commencé à évoluer vers le « parlant ». C'est à dessein que nous insistons sur le terme « parlant », qui ne doit pas être confondu avec « sonore ». Il est en effet fort simple de passer du « muet » au « sonore » par simple diffusion d'un fond musical dont la synchronisation avec l'image peut être assez approximative. De nombreux amateurs emploient encore cette méthode, première étape de la cœxistence de l'image et du son.

Le problème se complique considérablement lorsqu'intervient la notion de « parlant » véritable. La synchronisation, dans ce cas, doit permettre une lecture « sur les lèvres » d'un personnage du texte qu'il prononce, aussi bien que la restitution sans décalage du bruit d'une portière qui claque ou d'un marteau qui frappe une pièce. L'obtention d'un synchronisme aussi parfait ne tolère pas une seule image de décalage tout au long de la projection d'un film. Si nous envisageons le cas d'un film de durée moyenne (30 minutes) projeté à une vitesse de 18 images par secondes, il est facile de calculer que la précision exigée dépasse une image sur 300 000. Il est clair que ce résultat ne peut guère être atteint par de simples régulations de vitesse séparées des bandes son et image. Ceci explique que les premières tentatives de synchronisation d'un projecteur et d'un phonographe aient dû faire usage de systèmes électromécaniques passablement compliqués. Aujourd'hui encore existent des synchronisateurs basés sur un principe mécanique ou électromécanique, et donnant généralement satisfaction. L'étude de leur fonctionnement constitue un bon point de départ pour la recherche des solutions électroniques.

Principes de base des dispositifs de synchronisation

Nous avons vu que de simples régulations ne peuvent permettre d'obtenir la précision nécessaire à la réalisation d'une synchronisation dite « labiale ». Il est donc logique de se tourner vers les dispositifs d'asservissement, capables de lier étroitement la vitesse d'un moteur à celle d'un autre. Nous examinerons ici les systèmes servant à synchroniser un projecteur à un magnétophone, et ne ferons intervenir la caméra que plus tard au cours de cette étude.

1) Système à différentiel à engrenages

Chacun connaît le principe du différentiel à engrenages qui, convenablement agencé, permet d'imprimer à l'axe d'un pignon dit « satellite » une vitesse proportionnelle à la différence de vitesse angulaire entre deux pignons dits « planétaires ». L'idée consiste donc à faire entraîner l'un des planétaires par le film, l'autre par la bande magnétique, après démultiplications convenables et à faire agir l'axe du satellite sur un rhéostat ou un frein lié au défilement du film. Le moindre écart de vitesse se trouve ainsi corrigé intégralement quelle qu'en soit la cause (variation de tension secteur, résistance mécanique au passage d'une collure, etc.).

2) Système à contacts et cames

Dans ce système, deux arbres porteurs de cames excentriques sont entraînés par le film d'une part et la bande magnétique d'autre part. Les cames viennent actionner périodiquement des contacts montés en parallèle sur des résistances servant à modifier le régime du moteur du projecteur. La durée de l'action de ralentissement ou d'accélération est, à chaque tour d'arbre, proportionnelle à l'écart de vitesse existant, d'où l'action de correction constatée. De tels dispositifs sont souvent montés dans les projecteurs eux-mêmes, la bande du magnétophone devant être déviée sur un train de galets de prise de vitesse montés à l'arrière du projecteur. D'autres systèmes pourraient être décrits, comme ceux mesurant la longueur de la boucle existant entre bobine et galet du pro-

jecteur, mais leur principe d'action sur le projecteur resteraient voisins de ceux envisagés ci-dessus :

1) Fonctionnement linéaire : le moteur est alimenté à puissance variable de façon continue en fonction de l'écart à rattraper.

2) Fonctionnement « tout ou rien » : le moteur est alimenté à puissance nominale puis désalimenté avec un rapport cyclique dépendant de l'écart à rattraper.

Le choix de ces deux principes dépend du type de moteur équipant le projecteur, et aussi de la technologie retenue pour la conception du synchronisateur électronique qui peut être soit analogique, soit digital. Dans l'étude qui va suivre, nous conviendrons que c'est toujours la vitesse du magnétophone qui servira de référence, et asservira celle du projecteur. Certains équipements du commerce utilisent le principe contraire, mais fonctionnent avec des magnétophones et des projecteurs spécialement étudiés en ce sens.

Éléments constitutifs d'un synchronisateur électronique

La conception d'un synchronisateur dépend des possibilités et caractéristiques des appareils devant lui être reliés et de l'utilisation projetée. Les **figures 1 et 2** schématisent les cas les plus courants.

A la **figure 1,** nous envisageons le cas le plus simple à résoudre, soit celui de la « post synchronisation » d'un film terminé au point de vue image, c'est-à-dire de la réalisation en « studio » de toute la bande sonore au moyen de disques et bandes magnétiques non synchrones de la prise de vues, et de speakers récitant leur texte au vu d'une projection de contrôle. Le lecteur remarquera que les **figures 1a et 1b** sont pratiquement identiques, si ce n'est que le magnétophone enregistre dans un cas et lit dans les deux cas : il asservit la vitesse du projecteur à celle du magnétophone. Cette vitesse « son » peut être donnée au synchronisateur soit par l'intermédiaire d'un quelconque capteur tachymétrique, soit par la lecture d'une piste sur laquelle a été enregistrée une fréquence pilote.

Ceci nous amène au cas de la **figure 2** où précisément cette fréquence pilote, au lieu d'être inscrite à l'avance sur la bande, est fournie par la caméra et en représente la vitesse. A la projection, le synchronisateur obligera le projecteur à reproduire cette vitesse, en tenant compte des fluctuations de vitesse du magnétophone entre l'enregistrement et la reproduction.

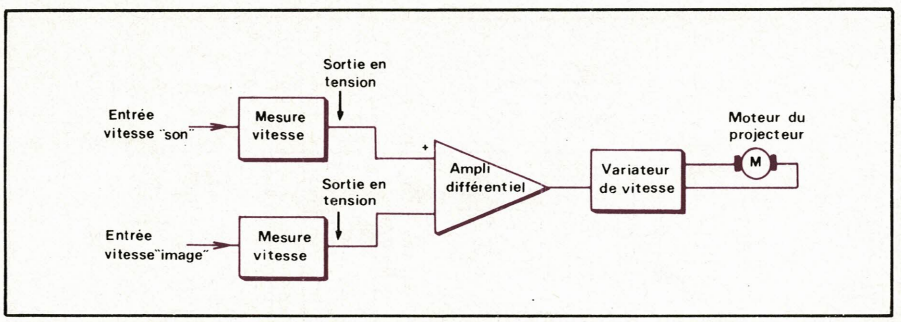


Fig. 3

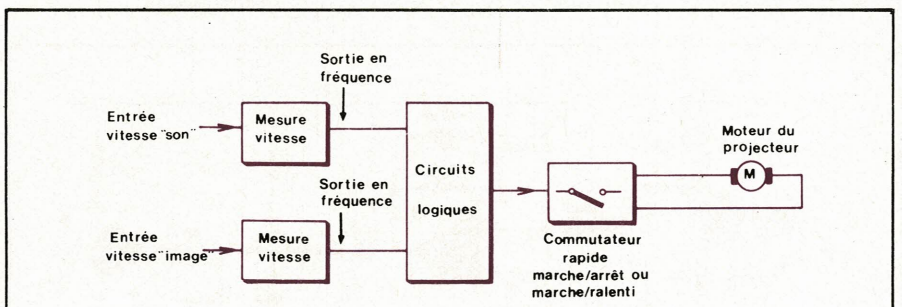


Fig. 4

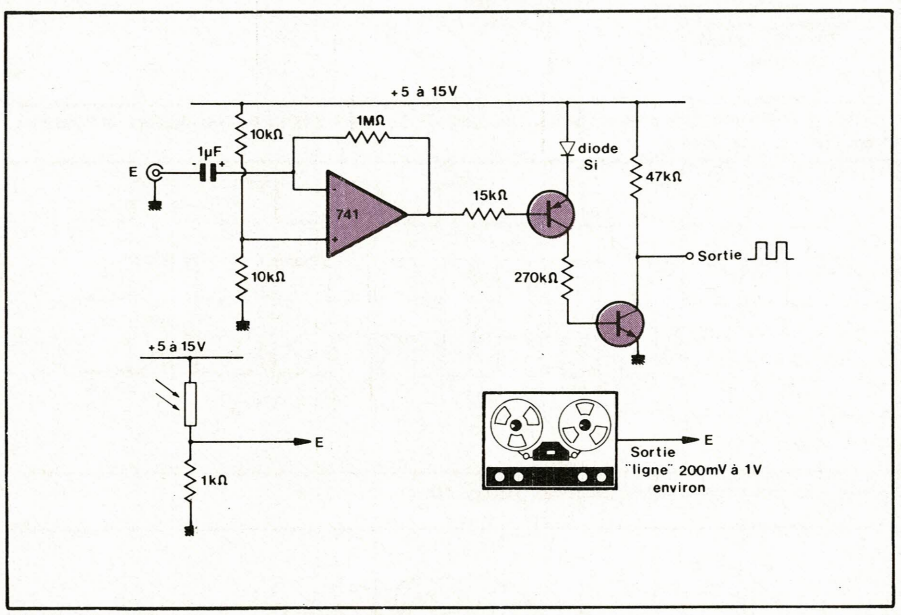


Fig. 5 : Circuit d'entrée pour mesure de vitesse.

Dans le cas où certaines séquences auraient été filmées sans liaison caméra-magnétophone, il est toujours possible de procéder, après quelques répétitions, à une post-synchronisation au cours de laquelle un générateur à fréquence réglable viendra remplacer la piste pilote du magnétophone pour donner au projecteur la vitesse convenable.

Ces fonctionnements étant indiqués, il reste à définir les différents blocs fonctionnels devant composer notre synchronisateur. Les **figures 3 et 4** permettent de comparer les schémas fonctionnels des deux types de synchronisateurs : analogique ou digital. Dans les deux cas, l'organisation générale est la même : deux étages de mesure de vitesse, un circuit de comparaison et un organe de puissance agissant sur le moteur.

1) Les circuits de mesure de vitesse

Dans le cas du synchronisateur analogique, les circuits de mesure de vitesse doivent fournir une information en tension. Il est bien sûr possible d'utiliser des dynamos tachymétriques, mais le plus simple semble être l'emploi de convertisseurs fréquence-tension attaqués par un capteur de passage d'image ou de pale d'obturateur pour le projecteur ou par la piste pilote pour le magnétophone.

Dans le cas du synchronisateur digital, c'est directement l'information fré-

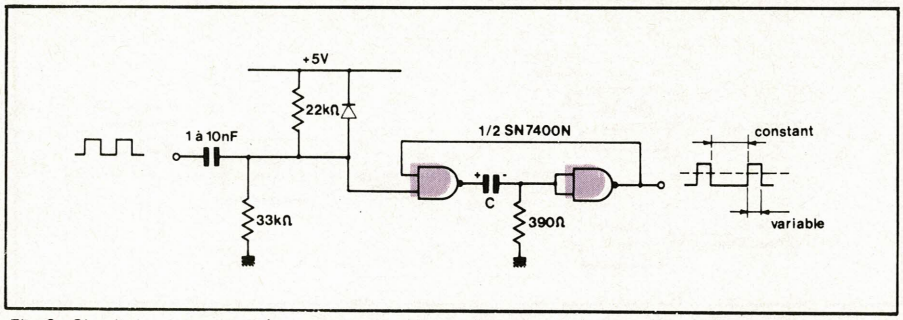


Fig. 6 : Circuit de conversion fréquence-tension (devant être complété par un filtre intégrateur). Il peut également servir de circuit de mise en forme C = 22 à 47 µF pour 16 à 18 images/seconde.

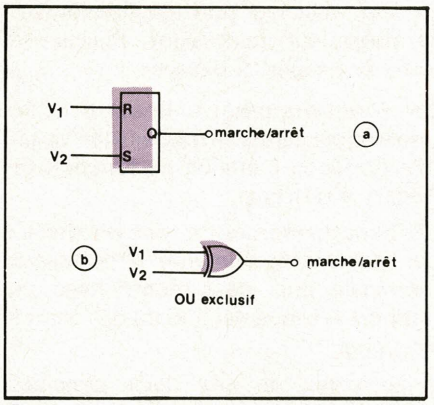


Fig. 8 : Circuit d'enregistrement à porteuse BF.

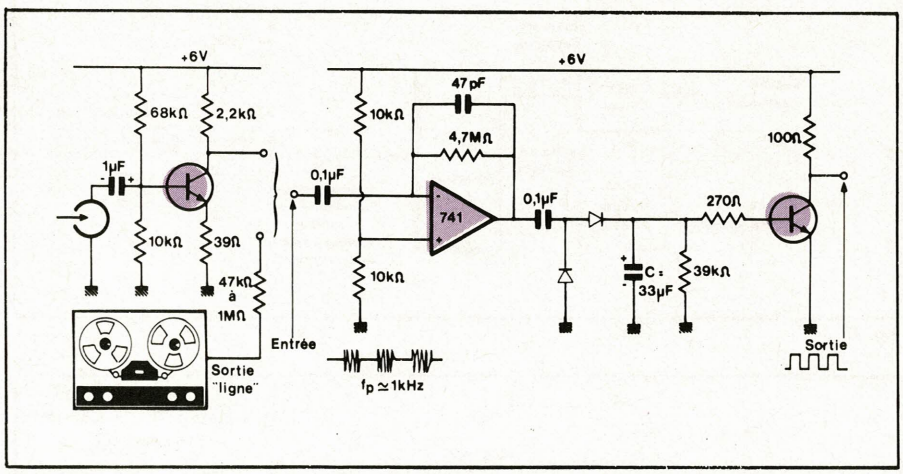


Fig. 7 : Circuit d'entrée pour enregistrement à porteuse BF. La valeur de C devra être réduite si la fréquence à reproduire est trop élevée.

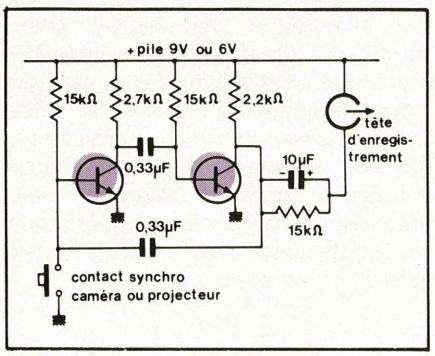


Fig. 9 : Comparateur analogique.

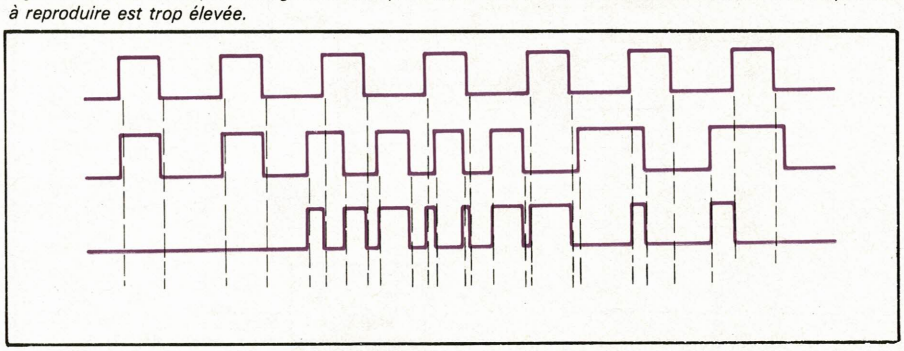


Fig. 11 : Fonctionnement du comparateur de la fig. 10.

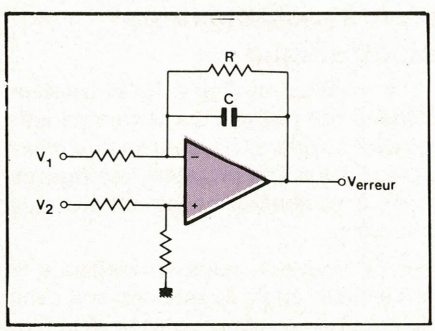


Fig. 10 : Deux exemples de comparateurs digitaux.

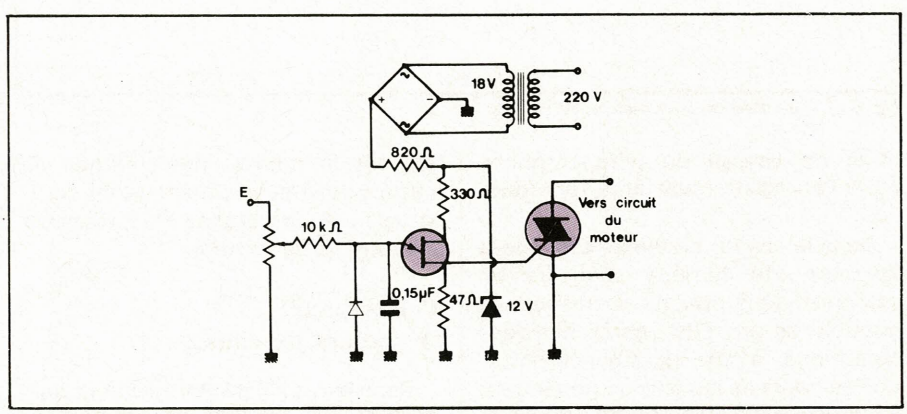


Fig. 12 : Variateur pour courant alternatif.

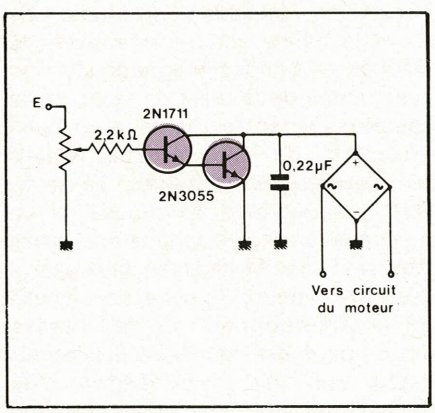
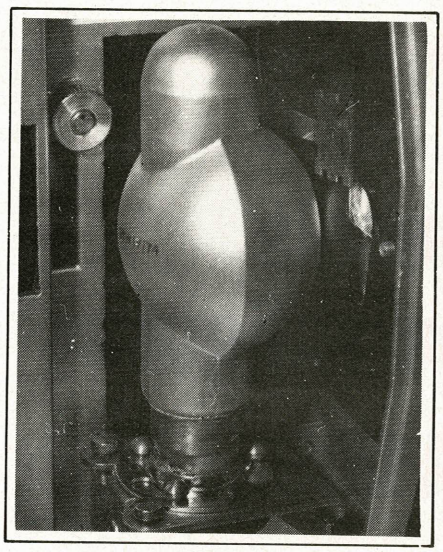


Fig. 13 : Variateur pour courant continu et alternatif.

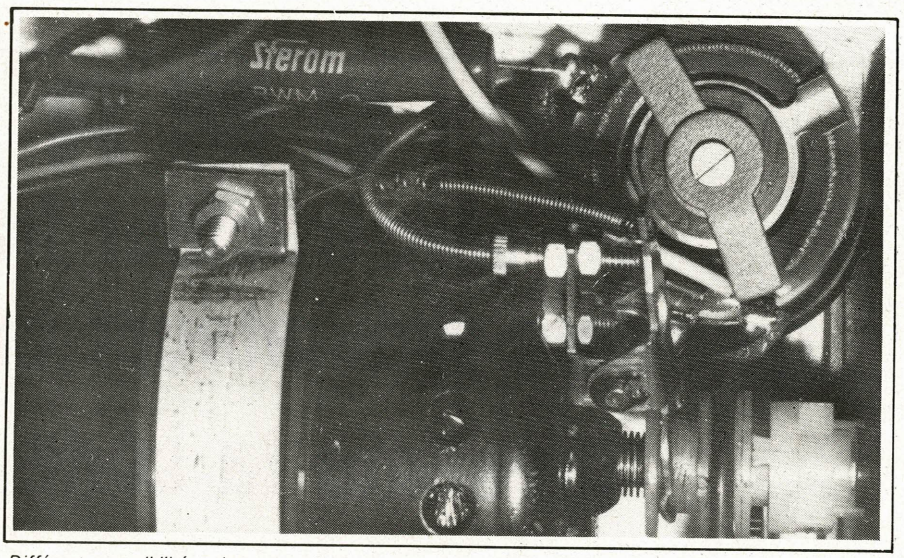
quentielle qui sera appliquée aux circuits logiques de comparaison ; il suffit de reprendre les montages évoqués plus haut en omettant le convertisseur fréquence/tension.

La **figure 5** donne un exemple de circuit d'entrée transformant en signaux rectangulaires saturés la tension de forme et d'amplitude à peu près quelconque provenant soit d'un organe de détection de vitesse, soit de la piste pilote du magnétophone. En ce qui concerne la prise de vitesse sur le projecteur, on pourra utiliser une cellule photorésistante montée entre l'obturateur rotatif et la fenêtre comme l'indique cette même figure. Toute intervention mécanique peut ainsi être évitée.

La **figure 6** montre comment ce signal, traversant un ensemble différentiateur-monostable peut prendre une valeur moyenne proportionnelle à la vitesse mesurée. Un simple filtre intégrateur est capable d'extraire de ces créneaux une tension continue



Le faisceau de la lampe de projection, haché par l'obturateur rotatif, peut être exploité par une cellule photoélectrique pour élaborer le signal représentant la vitesse « image ».



Différentes possibilités existent pour le raccordement du variateur de vitesse, selon le type de moteur équipant le projecteur. Ici, un simple branchement en parallèle sur le rhéostat de réglage a été retenu, avec toutefois une résistance talon de sécurité.

représentative de la vitesse. Ce même montage peut servir également à fournir à un comparateur digital des créneaux de longueur parfaitement fixe.

Le circuit de la **figure 7** permet de décoder l'enregistrement présent sur une piste pilote au cas où le signal utile viendrait moduler une porteuse BF (800 Hz ou 1 kHz environ). Cet artifice d'enregistrement et de lecture, dérivé du principe des synchronisateurs pour projection de diapositives, permet une meilleure inscription des fréquences trop basses (16, 18 ou 24 Hz) pour les possibilités de certains magnétophones. Si ce système est utilisé, on remplacera simplement le montage de la **figure 5** par celui de la **figure 7,** dont il pourra être nécessaire de corriger les valeurs de certains éléments RC selon le cas envisagé.

La **figure 8** permet de réaliser un circuit d'enregistrement de ce signal pilote, sur une porteuse d'environ 800 Hz. La tête d'enregistrement peut être la même que la tête de lecture de la **figure 7** et doit travailler sur une piste préalablement effacée, ou mieux, vierge d'origine. Le contact peut être monté sur la sortie 1 tour/image équipant les caméras genre Pathé-Weko, Beaulieu, Paillard, etc. ou certains projecteurs. D'autres caméras délivrent par exemple trois impulsions par image (Zeiss Moviflex MS8 « Syncron »). Par contre, pour les caméras délivrant déjà une fréquence pilote (50, 60 ou 100 Hz pour les systèmes Pilotton, Rangertone, Perfectone), ce dispositif est inutile car la fréquence peut être directement enregistrée sur le magnétophone et lue par le circuit de la **figure 5**.

Les montages des **figures 7 et 8** peuvent être implantés dans un même boîtier qui sera, soit raccordé à la sortie « tête supplémentaire » de certains magnétophones, soit équipé d'une tête « piste basse » et de galets recevant la bande préalablement déviée du magnétophone. Un tel montage est tout à fait analogue à un « synchrodia » sauf que les ordres sont répétés beaucoup plus fréquemment.

2) Les comparateurs

A) Les comparateurs analogiques :

La **figure 9** donne un schéma possible pour la réalisation d'un comparateur analogique. Il s'agit en fait d'un amplificateur différentiel. La capacité C d'intégration permet d'attaquer les entrées avec des tensions peu filtrées sans occasionner pour autant le « pompage » de la régulation. Les éléments C et R devront être adaptés aux caractéristiques électromécaniques du projecteur commandé.

B) Les comparateurs digitaux :

Une très grande variété de circuits de comparaison de fréquence peut être envisagée, de la simple porte logique jusqu'au microprocesseur comptant chaque impulsion et modulant la variation de vitesse selon l'importance de l'écart décelé.

Les montages représentés **figure 10** présentent l'avantage de la simplicité tout en conservant une efficacité correcte. Ils doivent toutefois être attaqués par des signaux qui, à l'équilibre, sont en tous points identiques en fréquence, forme, etc. Il faut donc faire appel pour cette mise en forme au circuit de la **figure 6** et, éventuellement, à des diviseurs de fréquence. La **figure 11** montre le fonctionnement du comparateur de la **figure 10,** qui fournit des créneaux proportionnels en durée au décalage rencontré, quel que soit le sens de celui-ci, ce dont il faut tenir compte dans le choix des différentes parties du système.

3) Les variateurs

Le variateur devrait en principe être étudié spécialement pour le moteur qu'il doit commander, en fonction du type de celui-ci (courant continu, courant alternatif, synchrone, asynchrone, universel, avec ou sans phase auxiliaire, etc.). En pratique, les deux schémas des **figures 12 et 13** permettent de résoudre les cas les plus courants. Le choix du variateur ne dépend pas du type de comparateur retenu, car si un comparateur analogique pilote le variateur sur toute sa plage d'action, un comparateur digital le fait commuter constamment entre les deux extrémités de cette plage.

Conclusion

Moyennant un choix judicieux parmi les divers circuits décrits dans ces pages, et éventuellement au prix de modifications mineures, il est possible de constituer toute une gamme de systèmes de synchronisation son/image recouvrant les besoins les plus variés. Les applications ne se limitent pas à celles contenues dans cet article, mais peuvent comprendre l'asservissement d'une caméra ou un projecteur dont la vitesse ne peut en aucun cas être modifiée. Les systèmes ainsi réalisés ne voient pas leur utilisation limitée au couplage d'appareils muets sur un magnétophone, mais peuvent permettre de réaliser des opérations complexes de mixage et de report de pistes entre des équipements sonores (projecteur, caméra) et un magnétophone, élargissant ainsi d'une façon considérable les possibilités d'un tel matériel.

J. DUFOURQUET

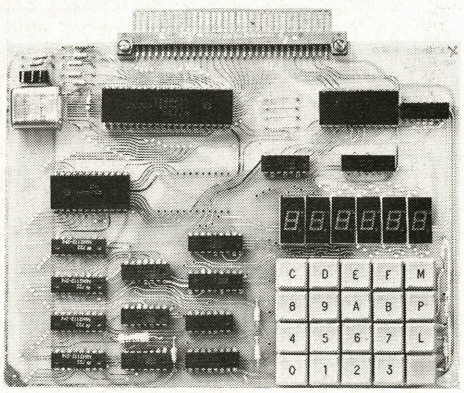
EMR

1er constructeur français de micro-ordinateurs domestiques présente la série 1 000

Applications :
- **Automatique,** de la chaîne de production au train électrique
- **Acquisition de données** et traitement
- **Petite gestion**
- **Jeux,** etc...

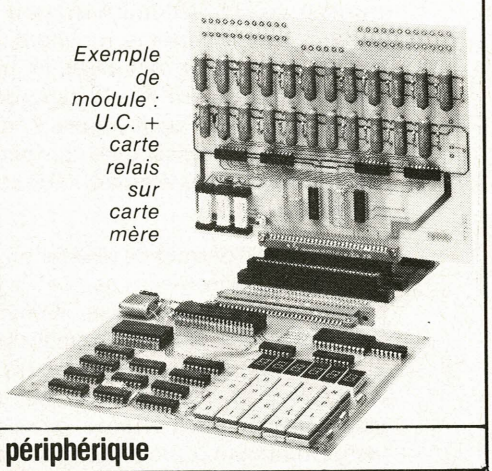
L'unité centrale (1003)

- Alimentation unique + 5 V
- Microprocesseur Mos canal N, 8 bits parallèle type SC/MP II
- 512 octets de PROM (+ 512 en option)
- 256 octets de RAM (+ 256 en option)
- Clavier Hexadécimal + touches de fonction
- Affichage par 6 x 7 segments
- Connecteur imprimé 62 points
- Livré avec notice détaillée, carnet de programmation et des exemples de programmes



Prix en ordre de marche
1 150 F TTC
Prix en kit :
985 F TTC

Exemple de module : U.C. + carte relais sur carte mère



Carte extension de bus-64 Koctets de mémoire (1100)
Carte mère (1025)
Interface cassette avec magnétophone (1040)
Carte mémoire mixte 4K PROM, 4K RAM (1050)
Carte relais (1036)
Carte à wrapper (1015)
Carte d'entrée 64 entrées (1064)
Carte de calcul scientifique (1075)
Interface télégraphique V 24 code Baudot (1080)
Carte mémoire dynamique 16 Koctets (1055)
Carte interface télétype transparent à tout code (1045)

PROM programmés, RAM, connecteurs, alimentations pour microprocesseurs et tout périphérique

Réseau de distribution

- **RTF/Distronique** à Neuilly
- **Facen** à Lille, Nancy, Strasbourg, Rouen
- **Debellé** à Fontaine
- **Fenner** à Genève
- **Pentasonic** à Paris

« Points micro »

(Revendeurs agréés pour leur compétence en micro-informatique)

— 5, rue Maurice Bourdet, 75016 Paris
— 13, rue Baptiste Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine
— 9 bis, rue du Bas Chamfleur, 63000 Clermont-Ferrand
— 6, rue des œillets, Rixheim
— 6, rue de la Loi, Mulhouse
— 32, rue Oberlin, Strasbourg

boutique EMR
183, avenue de Choisy, 75013 Paris
Métro : Place d'Italie
Tél. : 581-51-21
Vente par correspondance également (matériel assuré et envoi recommandé urgent)

Etude

Les filtres actifs et leur synthèse dite « en cascade »

Le filtrage a pour but de séparer ou de « trier » des signaux (en général électriques dans le cas des Télécommunications) en fonction de leurs fréquences.

Anciennement cette séparation faisait l'objet de montages électriques réalisés presque uniquement à l'aide de composants dits « passifs » (résistances, bobinages, condensateurs, quartz). Mais l'utilisation de composants uniquement « passifs » conduit, lorsque les fréquences des signaux à séparer sont relativement faibles, à la construction de circuits électriques comprenant des bobinages et des condensateurs très encombrants. En particulier, pour la réalisation de filtres dits « B.F. », les calculs montrent qu'il est nécessaire d'utiliser des bobinages dont l'encombrement, à l'époque des circuits « miniaturisés », ne peut être accepté.

Evidemment, on peut construire des filtres ne comprenant que des condensateurs et des résistances. Mais de tels circuits, s'ils ne possèdent plus de bobinages, présentent encore le défaut d'affaiblir souvent considérablement les signaux à « trier ».

Actuellement, les transistors et les divers circuits dits « intégrés » permettent de réaliser des filtres qui, dans le domaine des basses fréquences, ne présentent plus les inconvénients ci-dessus mentionnés. Les circuits « intégrés » le plus souvent utilisés dans la construction des filtres sont les amplificateurs opérationnels, les sources commandées, les convertisseurs d'impédance négative et les gyrateurs. Les filtres, dans la construction desquels entrent des transistors ou des circuits « intégrés », s'appellent « filtres actifs ».

Les filtres actifs sont surtout utilisés dans le domaine des basses fréquences. Ils sont réalisés presque exclusivement à l'aide de transistors, de circuits « intégrés », de condensateurs et de résistances.

Les filtres pratiques faisant l'objet du présent article concernent l'étude théorique et la construction de circuits actifs dans la réalisation desquels n'entrent que des condensateurs, des résistances et des circuits « intégrés ».

Les gabarits

Soit le schéma suivant **(fig. 1)** :

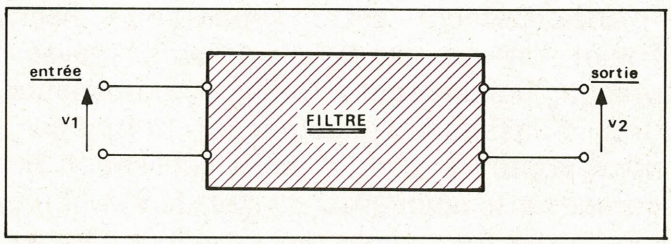


Fig. 1

On écrit que la fonction de transfert de ce quadripôle est : $f_T(p)$.

On a donc :

$$f_T(p) = \frac{V_2}{V_1} \text{ avec } p = j\,\omega$$

On peut donc écrire que l'on a :

$$|f_T(j\,\omega)| = \left|\frac{V_2}{V_1}\right| = f_{TM}(\omega)$$

$$\alpha = 20 \log [f_{TM}(\omega)]$$

α est l'affaiblissement produit par le quadripôle. Cet affaiblissement est une fonction de la pulsation ω donc de la fréquence du signal « injecté » à l'entrée du circuit.

Dans ce qui suit on représentera graphiquement $|\alpha|$.

Le but d'un filtre est de séparer des signaux utiles d'autres signaux considérés comme indésirables. Pour réaliser un filtre, il convient donc de connaître le spectre des fréquences utiles.

Un filtre dit « idéal » est donc un circuit qui possède la propriété de transmettre toutes les fréquences considérées par l'utilisateur comme utiles sans atténuation et sans déphasage et d'éliminer toutes les autres.

Les courbes d'affaiblissement des quatre types de filtres idéaux ($|\alpha| = f$(fréquence)) sont représentées par les graphes suivants **(fig. 2)** :

Pour le filtre « passe-bas », on a :

$|\alpha| = 0$ pour $f < f_1$ et $|\alpha| \to \infty$ pour $f > f_1$

Pour le filtre « passe-haut », on a :

$|\alpha| = 0$ pour $f > f_1$ et $|\alpha| \to \infty$ pour $f < f_1$

Pour le filtre « passe-bande », on a :

$|\alpha| = 0$ pour $f_1 < f < f_2$ et $|\alpha| \to \infty$ pour $f < f_1$ et $f > f_2$

Pour le filtre « coupe-bande », on a :

$|\alpha| = 0$ pour $f < f_1$ et $f > f_2$ et $|\alpha| \to \infty$ pour $f_1 < f < f_2$

Dans la pratique, il n'est pas possible de construire des circuits électriques présentant des courbes d'affaiblissement semblables à celles représentées précédemment en utilisant pour les réaliser un nombre fini de composants.

Les filtres réels présentent donc les défauts suivants :

– l'affaiblissement en bande « coupée » n'est pas infini mais présente une valeur finie ;

– l'affaiblissement en bande « passante » n'est pas constamment nul ;

– la transition entre la bande « coupée » et la bande « passante » n'est pas brusque mais progressive.

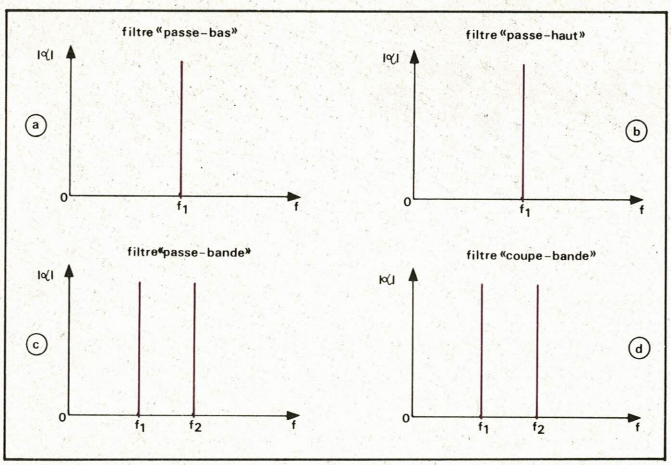


Fig. 2

Exemples :

Nous représentons ci-dessous les courbes d'affaiblissement d'un filtre « passe-bas » et d'un filtre « passe-bande » réels **(fig. 3 et fig. 4)**.

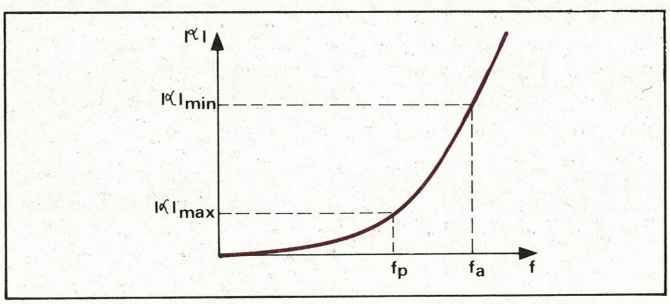


Fig. 3

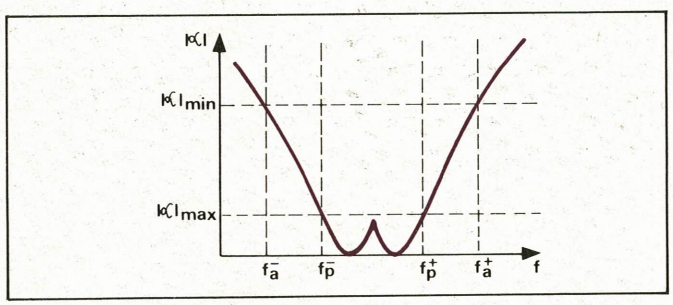


Fig. 4

Filtre « passe-bas »

f_p = dernière fréquence passante

f_a = première fréquence atténuée

En bande « passante » $|\alpha| \leqslant |\alpha|_{max}$

En bande « coupée » $|\alpha| \geqslant |\alpha|_{min}$

$|\alpha|_{max}$ = valeur maximale de $|\alpha|$ en bande « passante »

$|\alpha|_{min}$ = valeur minimale de $|\alpha|$ en bande « coupée ».

Filtre « passe-bande »

f_a^- = dernière fréquence atténuée

f_p^- = première fréquence passante

f_p^+ = dernière fréquence passante

f_a^+ = première fréquence atténuée

En bandes « coupées » $|\alpha| \geqslant |\alpha|_{min}$

En bande « passante » $|\alpha| \leqslant |\alpha|_{max}$

$|\alpha|_{min}$ = valeur minimale de l'affaiblissement en bandes « coupées »

$|\alpha|_{max}$ = valeur maximale de l'affaiblissement en bande « passante ».

Les filtres réalisés en pratique n'étant pas des filtres idéaux, il convient donc, avant tout calcul, de définir pour chaque réalisation un gabarit à l'intérieur duquel devra se situer la courbe d'affaiblissement.

Les gabarits des quatre types de filtres réels sont représentés ci-après **(fig. 5, 6, 7** et **8)** :

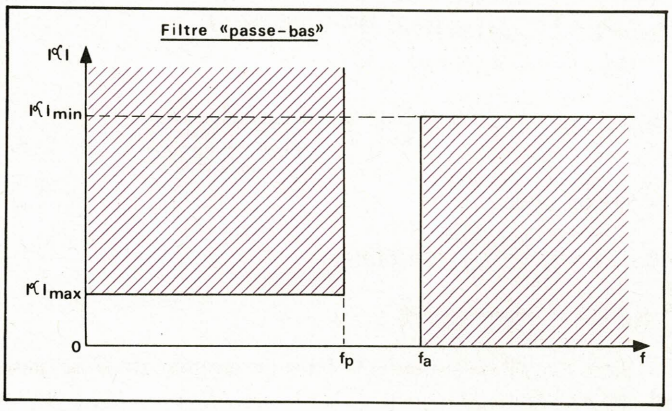


Fig. 5

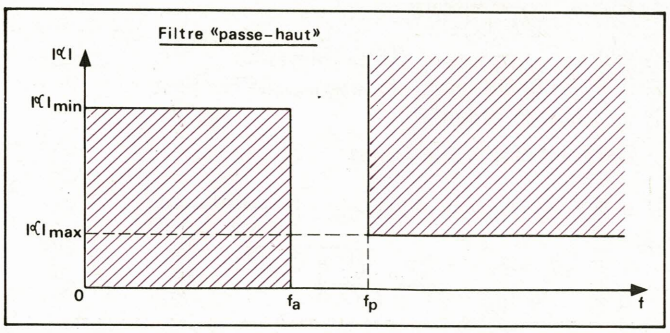


Fig. 6

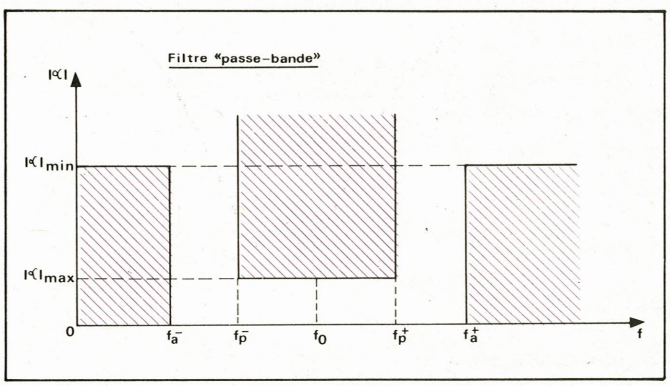


Fig. 7

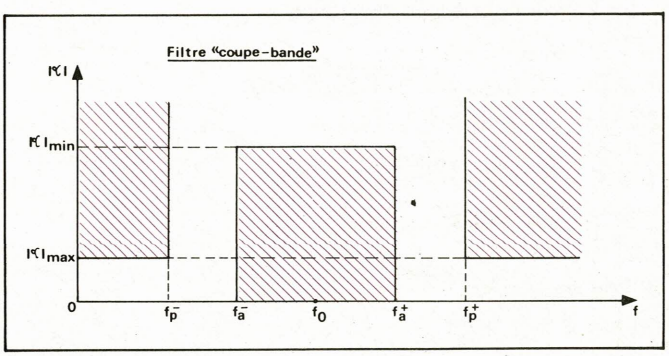


Fig. 8

Il convient de signaler qu'en pratique, en ce qui concerne les gabarits des filtres « coupe-bande » et « passe-bande », on a :

$f_p^+ \cdot f_p^- = f_a^+ \cdot f_a^- = f_o^2$

Ces filtres sont dits « symétriques ».

En plus des grandeurs caractéristiques f_a, f_p, $|\alpha|_{min}$ et $|\alpha|_{max}$ pour les gabarits des filtres « passe-bas » et « passe-haut », f_a^-, f_a^+, f_p^-, f_p^+, f_o, $|\alpha|_{max}$ et $|\alpha|_{min}$ pour ceux des filtres « passe-bande » et « coupe-bande », il existe d'autres grandeurs caractéristiques qui sont les suivantes :

– la sélectivité s

$s = \frac{f_p}{f_a}$ pour un gabarit « passe-bas »

$s = \frac{f_a}{f_p}$ pour un gabarit « passe-haut »

$s = \frac{f_p^+ - f_p^-}{f_a^+ - f_a^-} = \frac{\Delta f_p}{\Delta f_a}$ pour un gabarit « passe-bande »

$s = \frac{f_a^+ - f_a^-}{f_p^+ - f_p^-} = \frac{\Delta f_a}{\Delta f_p}$ pour un gabarit « coupe-bande »

– la largeur de bande relative L_B pour les filtres « passe-bande » et « coupe-bande » symétriques

$L_B = \frac{f_p^+ - f_p^-}{f_o} = \frac{\Delta f_p}{f_o}$ pour un gabarit « passe-bande »

$L_B = \frac{f_a^+ - f_a^-}{f_o} = \frac{\Delta f_a}{f_o}$ pour un gabarit « coupe-bande »

Le filtre « prototype »

Lorsque l'on a défini le gabarit du filtre à construire, on ne recherche pas immédiatement une courbe d'affaiblissement se situant à l'intérieur de ce gabarit. On transforme ce dernier en un gabarit d'un filtre dit « prototype » qui est toujours un filtre « passe-bas ». La définition du gabarit du filtre « prototype » fait intervenir la normalisation de l'unité de fréquence.

La valeur normalisée de la fréquence s'écrit :

– $f_n = \frac{f}{f_p}$ pour les filtres « passe-bas » et « passe-haut »

– $f_n = \frac{f}{f_o}$ pour les filtres « passe-bande » et « coupe-bande »

On obtient donc les transformations suivantes **(fig. 9)** :

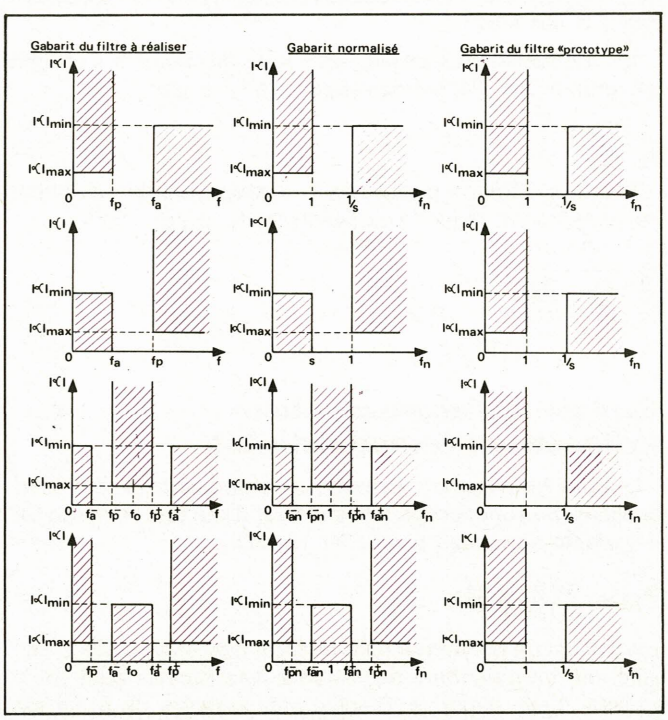


Fig. 9

Filtre « passe-bas »

$$s = \frac{f_p}{f_a}$$

Filtre « passe-haut »

$$s = \frac{f_a}{f_p}$$

Filtre « passe-bande »

$$s = \frac{f_p^+ - f_p^-}{f_a^+ - f_a^-}$$

Filtre « coupe-bande »

$$s = \frac{f_a^+ - f_a^-}{f_p^+ - f_p^-}$$

Lorsque l'on a obtenu le gabarit du filtre « passe-bas » normalisé appelé filtre « prototype », il convient de rechercher une courbe d'affaiblissement se situant à l'intérieur de ce gabarit. On devra donc rechercher la fonction $f_{TM}(\omega)$ appelée fonction d'approximation qui conduise à l'obtention d'une courbe d'affaiblissement se situant à l'intérieur du gabarit ci-dessus mentionné. On déterminera ensuite la fonction de transfert f_T du réseau à réaliser. La fonction de transfert f_T étant calculée, on déterminera la configuration du circuit et les valeurs des composants entrant dans la réalisation de celui-ci. Si le filtre à construire n'est pas du type « passe-bas », on transposera les éléments du filtre « passe-bas » obtenu précédemment. Cette dernière transposition permettra d'obtenir la configuration et les valeurs des éléments du filtre « passe-haut », « passe-bande » ou « coupe-bande » répondant finalement au problème posé. Mais très souvent cette dernière transposition présente le grand inconvénient de faire apparaître des composants indésirables (en général des bobinages). Dans ce cas, il sera préférable de transposer la fonction de transfert f_T du filtre « prototype » « passe-bas » et de déterminer ensuite, à partir de cette fonction de transfert transposée, la configuration et les valeurs des éléments du filtre « passe-haut », « passe-bande » ou « coupe-bande » à réaliser.

Pour transformer la fonction de transfert du filtre « passe-bas » « prototype » en fonction de transfert du filtre « passe-haut » normalisé, il convient de remplacer, dans l'expression de f_T, p par s/p.

La transposition « passe-bas » « passe-bande » s'obtient en remplaçant, dans l'expression de f_T, p par

$$\frac{1}{L_B} \cdot \left(p + \frac{1}{p}\right)$$

La transposition « passe-bas » - « coupe-bande » s'obtient en remplaçant, dans l'expression de f_T, p par

$$\frac{1}{\frac{1}{L_B} \cdot \left(p + \frac{1}{p}\right)}$$

Fonctions d'approximation et fonctions caractéristiques

Le filtre à réaliser comprend des composantes linéaires et localisés. Sa fonction de transfert est donc une fonction de la variable complexe $p = j\omega$ et l'on a :

$$f_T(p) = \frac{f_{TN}(p)}{f_{TD}(p)} = \frac{v_2}{v_1}$$

$f_{TN}(p)$ est un polynôme pair. Le filtre doit être stable. Donc $f_{TD}(p)$ est un polynôme de Hurwitz. Les racines sont donc à partie réelle négative. D'autre part le degré de $f_{TN}(p)$ est inférieur ou égal à celui de $f_{TD}(p)$.

On définit également la fonction de transmission f_{Tr} du filtre comme il est indiqué ci-dessous :

$$f_{Tr}(p) = \frac{1}{f_T(p)} = \frac{f_{TD}(p)}{f_{TN}(p)} = \frac{v_1}{v_2}$$

Posons :

$f_{TN}(\omega^2) = |\, f_{TN}(p)\,|$ et $[f_{TN}(\omega^2)]^2 = |\, f_{TN}(p)\,|^2$

$f_{TD}(\omega^2) = |\, f_{TD}(p)\,|$ et $[f_{TD}(\omega^2)]^2 = |\, f_{TD}(p)\,|^2$

On montre aisément que :

$$f_{TM}(\omega) = |\, f_T(j\omega)\,| = \left|\frac{v_2}{v_1}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{N(\omega^2)}{[f_{TM}(\omega^2)]^2}}}$$

Si l'on pose :

$C(\omega^2) = \frac{N(\omega^2)}{[f_{TN}(\omega^2)]^2}$, on obtient :

$$f_{TM}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + C(\omega^2)}}$$

Bien sûr, s'il existe dans le filtre un amplificateur de gain β, on a :

$$f_{TM}(\omega) = \frac{\beta}{\sqrt{1 + C(\omega^2)}}$$

$f_{TM}(\omega)$ est la fonction d'approximation
$C(\omega^2)$ est la fonction caractéristique du filtre.
$N(\omega^2)$ est un polynôme.

On peut écrire que l'on a :

$$\alpha = 20 \log [f_{TM}(\omega)] = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 + C(\omega^2)}}\right)$$

$$\alpha = 20 [\log 1 - \log \sqrt{1 + C(\omega^2)}]$$

$$\alpha = -20 \log \sqrt{1 + C(\omega^2)}$$

et $\alpha_{max} = -20 \log \sqrt{1 + C(\omega^2{}_p)}$

En bande passante on doit avoir :

$|\alpha| < |\alpha|_{max}$

$|\alpha| = 20 \log \sqrt{1 + C(\omega^2)}$

et $|\alpha|_{max} = 20 \log \sqrt{1 + C(\omega^2{}_p)}$

donc : $20 \log \sqrt{1 + C(\omega^2)} < |\alpha|_{max}$

soit :

$$1 + C(\omega^2) < [10^{\frac{|\alpha|_{max}}{20}}]^2 = 10^{\frac{|\alpha|_{max}}{10}}$$

et : $C(\omega^2) < 10^{\frac{|\alpha|_{max}}{10}} - 1$

Si l'on pose : $10^{\frac{|\alpha|_{max}}{10}} - 1 = \varepsilon^2$,

on a : $C(\omega^2) < \varepsilon^2$

En bande coupée on doit avoir :

$|\alpha| > |\alpha|_{min}$

$\alpha_{min} = -20 \log \sqrt{1 + C(\omega_a{}^2)}$ donc :

$20 \log \sqrt{1 + C(\omega^2)} > |\alpha|_{min}$

$$1 + C(\omega^2) > 10^{\frac{|\alpha|_{min}}{10}}$$

$$C(\omega^2) > 10^{\frac{|\alpha|_{min}}{10}} - 1$$

Si l'on pose : $10^{\frac{|\alpha|_{min}}{10}} - 1 = \gamma^2$,

on a : $C(\omega^2) > \gamma^2$

En résumé :

La fonction caractéristique d'un filtre « passe-bas » doit :

- être une fonction paire de la pulsation donc de la fréquence (fonction de ω^2),
- être une fraction rationnelle en ω^2 dont le dénominateur $[f_{TN}(\omega^2)]^2$ est un carré,
- avoir une valeur inférieure, en bande passante, à ε^2,

– avoir une valeur supérieure, en bande coupée, à γ^2,

– être de degré le plus faible possible afin que les composants nécessaires à la réalisation du filtre soient en petite quantité.

La fonction caractéristique étant déterminée, il convient de calculer la fonction de transfert du filtre $f_T(p)$.

On montre aisément que :

$$\frac{1}{[f_{TM}(\omega)]^2} = \left|\frac{v_1}{v_2}\right|^2 = f_{Tr}(p) \cdot f_{Tr}(-p) = f(\omega^2)$$

et : $$\frac{1}{[f_{TM}(\omega)]^2} = \frac{f_{TD}(p) \cdot f_{TD}(-p)}{[f_{TN}(p^2)]^2}$$

$$\frac{1}{[f_{TM}(\omega)]^2} = 1 + C(\omega^2) = 1 + \frac{N(\omega^2)}{[f_{TN}(\omega^2)]^2}$$

$$\frac{f_{TD}(p) \cdot f_{TD}(-p)}{[f_{TN}(p^2)]^2} = 1 + \frac{N(\omega^2)}{[f_{TN}(\omega^2)]^2}$$

et : $$\frac{f_{TD}(p) \cdot f_{TD}(-p)}{[f_{TN}(p^2)]^2} = 1 + \frac{N(p^2)}{[f_{TN}(p^2)]^2}$$

donc : $f_{TD}(p) \cdot f_{TD}(-p) = [f_{TN}(p^2)]^2 + N(p^2)$

On voit immédiatement que lorsque l'on connaît la fonction caractéristique du filtre

$$C(\omega^2) = \frac{N(\omega^2)}{[f_{TN}(\omega^2)]^2}$$

pour trouver la fonction de transfert

$$f_T(p) = \frac{f_{TN}(p)}{f_{TD}(p)},$$

il convient de rechercher les racines de l'expression : $[f_{TN}(p^2)]^2 + N(p^2)$, puis de factoriser les n racines à partie réelle négative pour obtenir $f_{TD}(p)$.

En effet, si $[f_{TN}(p^2)]^2 + N(p^2)$ possède 2 n racines, $f_{TD}(p) \cdot f_{TD}(-p)$ possède également 2 n racines. Donc $f_{TD}(p)$ a n racines et $F_{TD}(-p)$ a n racines. Ces racines sont disposées dans le plan complexe selon une double symétrie par rapport à l'axe imaginaire et à l'axe réel ($f_{TD}(p) \cdot f_{TD}(-p)$ est à coefficients réels). On prend uniquement les racines à partie réelle négative car $f_{TD}(p)$ est un plynôme de Hurwitz.

On a donc :

$f_{TD}(p) = k(p - p_1)(p - p_2)(p - p_3)\ldots(p - p_n)$

On détermine ensuite $f_{TN}(p)$ à partir de $f_{TN}(\omega^2)$ qui est le polynôme $f_{TN}(p)$ dans lequel on a remplacé p par $j\omega$.

Les fonctions caractéristiques se divisent en deux catégories qui sont :

– les fonctions dites « polynomiales » qui se présentent sous la forme d'un polynôme (fonctions de Legendre, de Bessel, de Butterworth, de Tchébycheff),

– les fonctions qui se présentent sous la forme d'une fraction rationnelle (fonctions de Zolotareff).

Les présents travaux pratiques concernent la réalisation de divers filtres polynomiaux utilisant les fonctions de Butterworth et de Tchébycheff.

Fonctions caractéristiques de Butterworth :

$$C_n(\omega^2) = \varepsilon^2 (\omega^2)^n$$

$$C_n(\omega^2) = \varepsilon^2 \omega^{2n}$$

Fonctions caractéristiques de Tchébycheff

$$C_n(\omega^2) = \varepsilon^2 T_n^2(\omega)$$

T_n sont des polynômes de Tchébycheff d'ordre n. n est également l'ordre du filtre dans le cas des filtres de Butterworth.

Principe de la synthèse dite « en cascade » des filtres actifs

La synthèse en cascade consiste à mettre la fonction de transfert précédemment calculée sous la forme d'un produit de termes du premier degré ou du second degré. Chaque réseau correspondant à chacun des termes définis précédemment est « synthétisé » à l'aide d'un élément actif. Les réseaux sont ensuite montés en cascade.

On peut également réaliser la synthèse d'un filtre en associant à un seul élément actif un réseau de condensateurs et de résistances en suivant une méthode d'identification pas à pas. Nous n'utiliserons pas dans les réalisations pratiques faisant l'objet du présent article cette méthode de synthèse.

On a :

$$f_T(p) = \frac{f_{TN}(p)}{f_{TD}(p)} = k \cdot \frac{A_m p^m + A_{m-1}p^{m-1} + A_{m-2}p^{m-2} + \ldots + A_1 p + A_o}{B_n p^n + B_{n-1}p^{n-1} + B_{n-2}p^{n-2} + \ldots + B_1 p + B_o}$$

$m \leqslant n'$

$f_{TN}(p)$ admet m racines qui sont réelles ou imaginaires conjuguées

$f_{TD}(p)$ admet n racines qui sont réelles ou imaginaires conjuguées.

On peut donc écrire que l'on a :

$$f_T(p) = k' \cdot \frac{(p - \alpha_1)(p - \alpha_2)(p - \alpha_3) \ldots (p - \alpha_{i1})(p - \alpha_{i1}^*) \ldots}{(p - \beta_1)(p - \beta_2)(p - \beta_3) \ldots (p - \beta_{i1})(p - \beta_{i1}^*) \ldots}$$

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \beta_1, \beta_2, \beta_3$ sont les racines réelles,

$\alpha_{i1}, \alpha_{i1}^*, \beta_{i1}, \beta_{i1}^*$ sont les racines imaginaires conjuguées.

La décomposition de la fonction de transfert des filtres polynomiaux « passe-bas » conduit aux résultats suivants :

$$f_T(p) = \frac{f_{TN}(p)}{f_{TD}(p)}$$

comme : $f_{TN}(p) = 1$, on a : $f_T(p) = \dfrac{1}{f_{TD}(p)}$

Les racines sont toutes imaginaires conjuguées deux à deux si n est pair. Dans le cas où n est impair, il n'existe qu'une seule racine réelle négative, les autres sont imaginaires conjuguées deux à deux.

Exemples :

$$f_T(p) = k_1 \cdot \frac{1}{(p - \beta_{i1})(p - \beta_{i1}^*)(p - \beta_{i2})(p - \beta_{i2}^*)}$$

pour n = 4

$$f_T(p) = k_2 \cdot \frac{1}{(p - \beta_1)(p - \beta_{i1})(p - \beta_{i1}^*)(p - \beta_{i2})(p - \beta_{i2}^*)}$$

pour n = 5

$\beta_{i1} = -u_1 + j\omega_1$ et $\beta_{i1}^* = -u_1 - j\omega_1$

donc :

$(p - \beta_{i1})(p - \beta_{i1}^*) = [p - (-u_1 + j\omega_1)][p - (-u_1 - j\omega_1)]$

$(p - \beta_{i1})(p - \beta_{i1}^*) = p^2 + 2u_1 p + u_1^2 + \omega_1^2$

Posons : $u_1^2 + \omega_1^2 = z_1^2$, on a :

$(p - \beta_{i1})(p - \beta_{i1}^*) = p^2 + 2u_1 p + z_1^2$

On voit donc que les termes qui contiennent 8 racines imaginaires conjuguées peuvent être transformés en facteurs du second degré à coefficients réels.

La fonction de transfert devient : $f_T(p) =$

$$\frac{k_3}{(p^2 + 2u_1 p + z_1^2)(p^2 + 2u_2 p + z_2^2)\ldots(p^2 + 2u_p p + z_p^2)}$$

pour n pair, avec $\rho = \dfrac{n}{2}$,

$$f_T(p) = \frac{k_4}{(p - \beta_1)(p^2 + 2\,u_1\,p + z_1^2)(p^2 + 2\,u_2\,p + z_2^2) \ldots (p^2 + 2\,u_\rho\,p + z_\rho^2)}$$

pour n impair, avec $\rho = \frac{n-1}{2}$.

Soit le schéma suivant **(fig. 10)** :

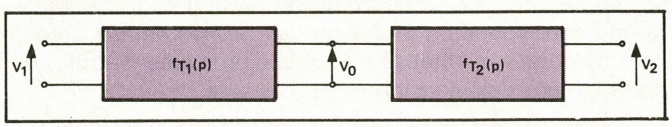


Fig. 10

$$\frac{V_0}{V_1} = f_{T1}(p),\ \frac{V_2}{V_0} = f_{T2}(p),$$

$$V_1 = \frac{V_0}{f_{T1}(p)} \text{ et } V_2 = V_0\, f_{T2}(p).$$

$$\frac{V_2}{V_1} = V_0\, f_{T2}(p) \cdot \frac{f_{T1}(p)}{V_0}$$

$$\text{et } \frac{V_2}{V_1} = f_{T1}(p) \cdot f_{T2}(p).$$

On peut écrire la formule :

$$\frac{V_{sortie}}{V_{entrée}} = \prod_i f_{Ti}(p)$$

On peut donc fabriquer un filtre polynomial « passe-bas » en mettant en cascade des circuits élémentaires appartenant aux deux types suivants :

1) $\dfrac{1}{p^2 + 2\,u\,p + z^2}$

2) $\dfrac{1}{p - \beta_1}$

Lorsque n est posé, on monte en cascade plusieurs circuits dont la fonction de transfert de chacun est de la forme :

$$\frac{1}{p^2 + 2\,u\,p + z^2}$$

Bien sûr, si n = 2, on utilise un seul circuit élémentaire de cette forme.

Si n est impair, on monte en cascade plusieurs circuits, si cela est nécessaire, toujours de la forme, et un circuit élémentaire de la forme :

$$\frac{1}{p - \beta_1}$$

Mais comme il s'agit de filtres « passe-bas », on veut :

$$f_T(p) = \frac{V_2}{V_1} = 1 \text{ pour } \omega = 0\ldots$$

On utilisera donc de préférence des circuits de la forme :

$$\frac{1}{\frac{p^2}{z^2} + \frac{2\,u}{z^2}\cdot p + 1} = \frac{\frac{z^2}{z^2}}{\frac{p^2}{z^2} + \frac{2\,u}{z^2}\cdot p + \frac{z^2}{z^2}} = \frac{1}{a\,p^2 + b\,p + 1},$$

et :

$$\frac{\frac{-\beta_1}{-\beta_1}}{\frac{p}{-p_1} - \frac{\beta_1}{-\beta_1}} = \frac{1}{\frac{p}{-\beta_1} + 1} = \frac{1}{a\,p + 1}$$

Pour réaliser des filtres « passe-haut », « passe-bande » ou « coupe-bande » il convient de procéder comme il est indiqué ci-dessous. On applique d'abord la transformation fréquentielle à la fonction de transfert du filtre « prototype » « passe-bas », comme il a été indiqué précédemment, pour obtenir la fonction de transfert du filtre à réaliser. On synthétise ensuite le réseau possédant cette dernière fonction de transfert. Mais pour simplifier les calculs, il est préférable de décomposer d'abord la fonction de transfert du filtre « prototype » « passe-bas » pour obtenir les fonctions de transfert des circuits élémentaires et appliquer à ces dernières fonctions de transfert les transformations fréquentielles pour obtenir les fonctions de transfert des circuits élémentaires du filtre à réaliser.

Exemple : transformation « passe-bas » - « passe-bande » de circuit élémentaire de la forme :

$$\frac{1}{a\,p + 1}$$

On a :

$$\frac{1}{a \cdot \frac{1}{L_B}\left(p + \frac{1}{p}\right) + 1} = \frac{1}{a \cdot \frac{1}{L_B}\left(\frac{p^2 + 1}{p}\right) + 1}$$

$$= \frac{L_B\,p}{a\,p^2 + L_B\,p + a}$$

soit :

$$\frac{\frac{L_B}{a}p}{p^2 + \frac{L_B}{a}p + 1}$$

Circuits actifs utilisés dans la construction des filtres étudiés dans le présent article

Nous calculerons d'abord les fonctions de transfert des circuits élémentaires passifs « passe-bas » et « passe-haut » de premier ordre.

Circuit élémentaire « passe-bas » du premier ordre (fig. 11)

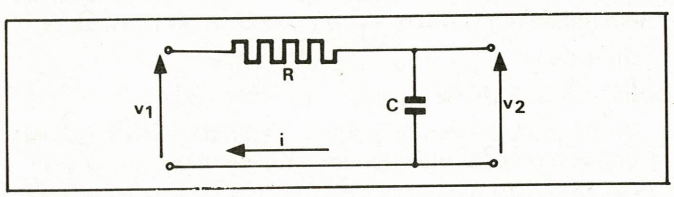


Fig. 11

On a :

$$v_1 = i\left[R - \frac{j}{C\,\omega}\right]$$

$$v_2 = i \cdot \left(\frac{-j}{C\,\omega}\right)$$

$$f_T(j\,\omega) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 + j\,R\,C\,\omega} \text{ et } f_T(p) = \frac{1}{1 + R\,C\,p}$$

Circuit élémentaire « passe-haut » du premier ordre (fig. 12)

On a :

$$v_1 = i \cdot \left[R + \frac{1}{j\,C\,\omega}\right]$$

$$i = \frac{v_1}{R + \frac{1}{j\,C\,\omega}}$$

$$v_2 = R \cdot i$$

$$f_T(j\,\omega) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{j\,R\,C\,\omega}{1 + j\,R\,C\,\omega} \text{ et } f_T(p) = \frac{R\,C\,p}{1 + R\,C\,p}$$

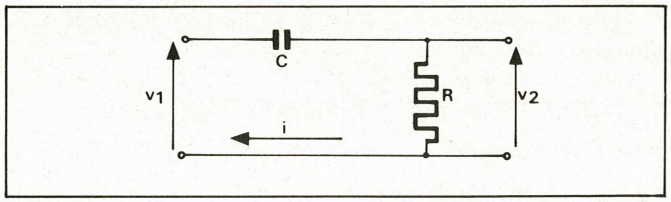


Fig. 12

Circuit élémentaire actif « passe-bas » du second ordre

Ce circuit utilise pour son fonctionnement une source commandée tension-tension. Nous allons d'abord décrire cette source. Son schéma est le suivant **(fig. 13)** :

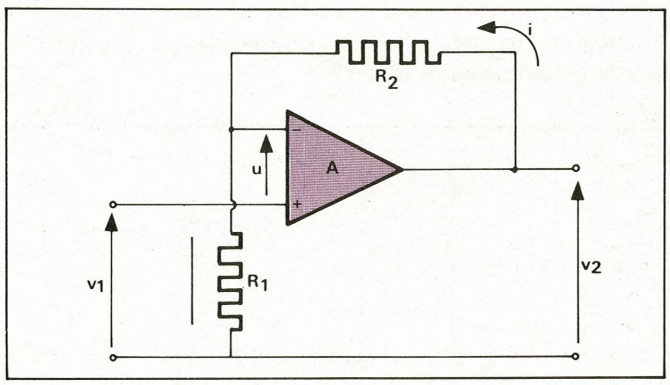


Fig. 13

A est un amplificateur opérationnel de gain A. On a :

$v_2 = (R_1 + R_2) \cdot i$, $v_2 = A \cdot u$, $\frac{v_2}{u} = A$

$(R_1 + R_2) \cdot i = A\,u$ et $- v_1 - u + R_1\,i = 0$, $R_1 \cdot i = v_1 + u$

$i = \frac{v_1 + u}{R_1}$, $(R_1 + R_2) \cdot \frac{v_1 + u}{R_1} = A\,u$, $u = \frac{v_2}{A}$

$$(R_1 + R_2) \cdot \frac{v_1 + \frac{v_2}{A}}{R_1} = A \cdot \frac{v_2}{A} = v_2,$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{v_2}{A} = v_2,$$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_1 = v_2 - \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{v_2}{A} = v_2 \left(1 - \frac{R_1 + R_2}{A\,R_1}\right)$$

$$K = \frac{v_2}{v_1} = \frac{\frac{(R_1 + R_2)}{R_1}}{1 - \frac{R_1 + R_2}{A\,R_1}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{A\,R_1}{A\,R_1 - (R_1 + R_2)}$$

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - \frac{R_1 + R_2}{A\,R_1}}$$

Pour des raisons de stabilité A est négatif. Donc :

$$K < \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Si $|A\,R_1| \gg R_1 + R_2$, $|A| \gg \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

et $K = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ ·

$$v_2 = K\,v_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot v_1$$

On représente schématiquement le circuit comme il est indiqué ci-contre **(fig. 14)**.

Le schéma du circuit élémentaire « passe-bas » du second ordre est le suivant **(fig. 15)** :

Calculons sa fonction de transfert :

$i_1 + i_3 = i_2$, $i_3 = i_2 - i_1$,

$$- v_2 + i_3 \frac{1}{C_1\,p} - i_1\,R + v_1 = 0,$$

$$- v_1 + i_1\,R + i_2\,R + i_2 \cdot \frac{1}{C_2\,p} = 0$$

$$- i_2 \cdot \frac{1}{C_2\,p} \cdot K = v_2,\ i_2 = - \frac{v_2\,C_2\,p}{K}$$

$$- v_1 + i_1\,R - \frac{v_2\,C_2\,p\,R}{K} - \frac{v_2\,C_2\,p}{K\,C_2\,p} = 0$$

$$- v_1 + i_1\,R - \frac{v_2\,C_2\,p\,R}{K} - \frac{v_2}{K} = 0,$$

$$- v_2 + (i_2 - i_1) \frac{1}{C_1\,p} - i_1\,R + v_1 = 0$$

$$- v_2 - \frac{v_2\,C_2\,p}{K} \cdot \frac{1}{C_1\,p} - i_1 \cdot \frac{1}{C_1\,p} - i_1\,R + v_1 = 0,$$

$$- v_2 - \frac{v_2\,C_2}{K\,C_1} - \frac{1}{C_1\,p} - i_1\,R + v_1 = 0$$

$$i_1\,R = \frac{v_2\,C_2\,p\,R}{K} + \frac{v_2}{K} + v_1,$$

$$i_1 = \frac{v_2\,(1 + C_2\,p\,R)}{K\,R} + \frac{v_1}{R} = \frac{v_2\,(1 + C_2\,p\,R) + K\,v_1}{K\,R}$$

$$- v_2 - \frac{v_2\,C_2}{K\,C_1} - i_1 \left(\frac{1}{C_1\,p} + R\right) + v_1 = 0,$$

$$- v_2 - \frac{v_2\,C_2}{K\,C_1} - \frac{v_2\,(1 + C_2\,p\,R) + K\,v_1}{K\,R} \cdot \left(\frac{1}{C_1\,p} + R\right) + v_1 = 0$$

$$- v_2 - \frac{v_2\,C_2}{K\,C_1} - \frac{v_2\,(1 + C_2\,p\,R) + K\,v_1}{K\,R} \cdot \left(\frac{1 + R\,C_1\,p}{C_1\,p}\right) + v_1 = 0$$

$$- v_2\,[K\,R\,C_1\,p + C_2\,p\,R + (1 + C_2\,p\,R) + (1 + C_2\,p\,R)\,R\,C_1\,p] + v_1\,[- K - K\,R\,C_1\,p + K\,R\,C_1\,p] = 0$$

$$v_1\,K = - v_2\,[R^2\,C_1\,C_2\,p^2 + R\,[2\,C_2 + C_1\,(1 + K)]\,p + 1]$$

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{- K}{R^2\,C_1\,C_2\,p^2 + R\,[2\,C_2 + C_1\,(1 + K)]\,p + 1}$$

Mais, en posant :

$$- i_2 \cdot \frac{1}{C_2\,p} \cdot K = v_2$$

on considérait $K < 0$. Comme $K > 0$, on a :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{K}{R^2\,C_1\,C_2\,p^2 + R\,[2\,C_2 + C_1\,(1 - K)]\,p + 1}$$

Si $K = 1$, on obtient :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{R^2\,C_1\,C_2\,p^2 + 2\,R\,C_2\,p + 1}$$

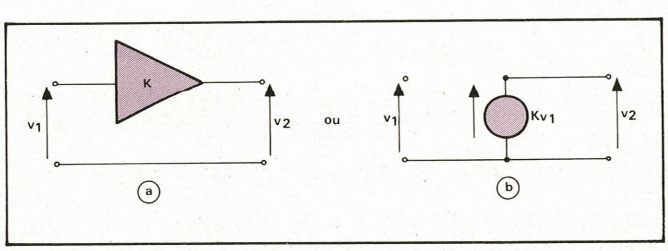


Fig. 14

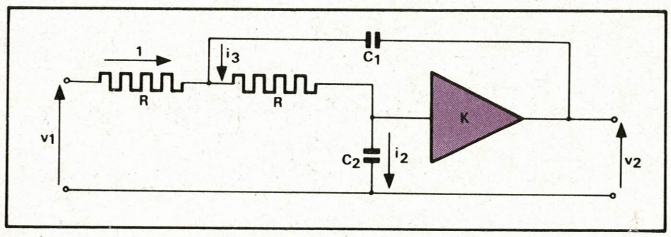


Fig. 15

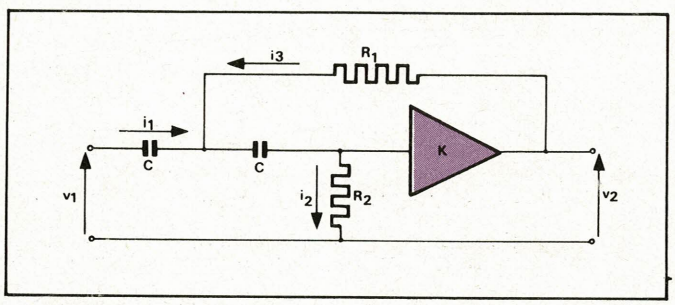


Fig. 16

Circuit élémentaire actif « passe-haut » du second ordre

Son schéma est le suivant **(fig. 16)** :

Calculons sa fonction de transfert. On a :

$$- v_2 + R_1 i_3 - i_1 \cdot \frac{1}{C p} + v_1 = 0,$$

$$- v_1 + i_1 \cdot \frac{1}{C p} + i_2 \cdot \frac{1}{C p} + i_2 R_2 = 0$$

$$- i_2 R_2 K = v_2, \text{ donc : } i_2 = - \frac{v_2}{K R_2}$$

$$- v_1 + i_1 \cdot \frac{1}{C p} + \left(- \frac{v_2}{K R_2}\right) \cdot \frac{1}{C p} - \frac{v_2}{K R_2} \cdot R_2 = 0$$

$$- v_1 + \frac{i_1}{C p} - \frac{v_2}{K R_2 C p} - \frac{v_2}{K} = 0$$

$i_1 + i_3 = i_2$ et $i_3 = i_2 - i_1$

$$- v_2 + (i_2 - i_1) R_1 - \frac{i_1}{C p} + v_1 = 0$$

$$\text{et } - v_2 + i_2 R_1 - i_1 R_1 - \frac{i_1}{C p} + v_1 = 0$$

$$- v_2 - \frac{v_2}{K R_2} \cdot R_1 - i_1 R_1 - \frac{i_1}{C p} + v_1 = 0,$$

$$\frac{i_1}{C p} = \frac{v_2}{K R_2 C p} + \frac{v_2}{K} + v_1$$

$$i_1 = \frac{v_2 C p}{K R_2 C p} + \frac{v_2 C p}{K} + v_1 C p,$$

$$i_1 = \frac{v_2}{K R_2} + \frac{v_2 C p}{K} + v_1 C p$$

$$i_1 = \frac{v_2 (1 + R_2 C p) + v_1 K R_2 C p}{K R_2}$$

$$- v_2 - \frac{v_2 R_1}{K R_2} - \frac{v_2 R_1 (1 + R_2 C p) + v_1 K R_1 R_2 C p}{K R_2} - \frac{v_2 (1 + R_2 C p) + v_1 K R_2 C p}{K R_2 C p} + v_1 = 0$$

$$- v_2 K R_2 C p - v_2 R_1 C p - v_2 R_1 C p (1 + R_2 C p)$$

$$- v_1 K R_1 R_2 C^2 p^2 - v_2 (1 + R_2 C p) = 0$$

$$- \frac{v_2}{v_1} = \frac{K R_1 R_2 C^2 p^2}{R_1 R_2 C^2 p^2 + K R_2 C p + 2 R_1 C p + R_2 C p + 1}$$

et :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{- K R_1 R_2 C^2 p^2}{R_1 R_2 C^2 p^2 + [2 R_1 + R_2 (1 + K)] p + 1}$$

Mais en écrivant : $- i_2 R_2 K = v_2$ on considérait $K < 0$. Comme $K > 0$, on a :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{K R_1 R_2 C^2 p^2}{R_1 R_2 C^2 p^2 + C [2 R_1 + R_2 (1 - K)] p + 1}$$

Si $K = 1$, on obtient :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{R_1 R_2 C^2 p^2}{R_1 R_2 C^2 p^2 + 2 R_1 C p + 1}$$

Etude détaillée d'un filtre actif « passe-bas » de Butterworth d'ordre 2

On veut réaliser un filtre actif « passe-bas » « caractérisé » par le gabarit suivant **(fig. 17)** :

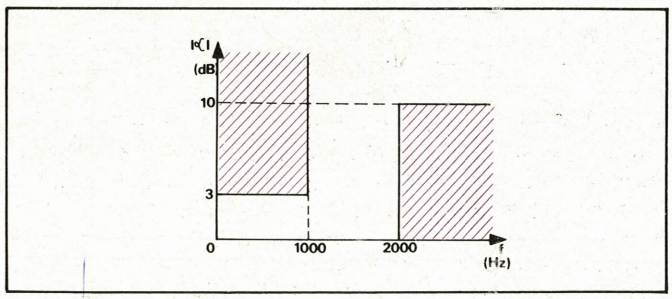


Fig. 17

Afin d'être sûr de réussir à construire un filtre dont la courbe d'affaiblissement se situe à l'intérieur du gabarit représenté ci-contre, on va conduire les calculs de telle manière que la courbe d'affaiblissement recherchée se situe à l'intérieur d'un gabarit dont les caractéristiques $|\alpha|_{max}$ et $|\alpha|_{min}$ seront plus « sévères » et les fréquences f_p et f_a seront comprises entre 800 et 2200 Hz.

Nous allons donc considérer que le bagarit qui nous est imposé est le suivant **(fig. 18)**.

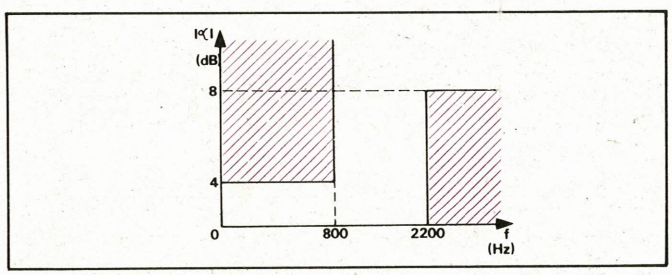


Fig. 18

Nous choisissons de réaliser un filtre de Butterworth. Il est important de signaler qu'en pratique l'utilisateur devra choisir le type de filtre qui convient le mieux à la résolution du problème qui lui est posé en tenant compte d'un certain nombre de critères comme la complexité de la construction, la raideur de la coupure, la régularité de la courbe de réponse, le comportement en régime transitoire, etc. Le choix du type de filtre étant fait, il convient de déterminer sa fonction de transfert. Pour cela nous utiliserons les abaques et les tableaux donnés dans les annexes. Bien sûr, on peut calculer cette fonction de transfert comme il a été indiqué dans un chapitre précédent. Il est évident que plus le gabarit du filtre à réaliser se rapprochera du filtre dit idéal, plus la fonction de transfert du circuit aura un degré élevé et plus la réalisation de celui-ci sera complexe. Le degré de la fonction de transfert devra donc être le plus petit possible.

Les paramètres caractéristiques du gabarit sont les suivants :

$|\alpha|_{max} = 3$ dB, $|\alpha|_{min} = 10$ dB

f_p = 1000 Hz, f_a = 2000 Hz, $s = \frac{f_p}{f_a} = \frac{1000}{2000} = 0{,}5$.

Le gabarit du filtre « prototype » est le suivant **(fig. 19)**.

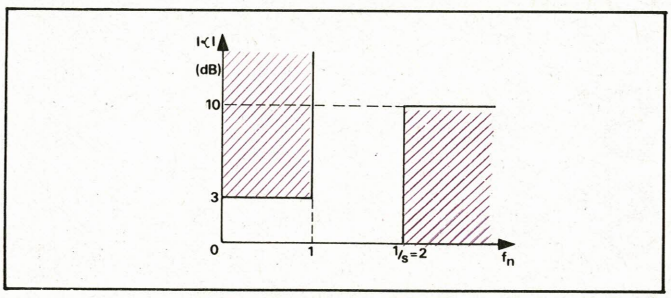


Fig. 19

A titre d'exemple, déterminons l'ordre du filtre par le calcul.

Nous avons dit qu'il s'agissait d'une fonction caractéristique de Butterworth, donc de la forme :

$$C_n(\omega^2) = \varepsilon^2\ \omega^{2n}.$$

Dans cette formule, il s'agit de la pulsation normalisée. Pour $|\alpha|_{min}$ = 3 dB, on a : $\varepsilon \simeq 1$. La fonction caractéristique devient donc : $C_n(\omega^2) = \omega^{2n}$.

Pour $f_n = \frac{1}{s} = 2$, $C_n\left(\frac{1}{s}\right) \geqslant \gamma^2$

$\gamma^2 = 10^{10/10} - 1 = 9$. Donc : $\left[\frac{1}{s}\right]^{2n} = (2)^{2n} \geqslant 9$.

$4^n \geqslant 9$, $\log 4^n \geqslant \log 9$, (n = 1, 2, 3, ...)

$n \log 4 \geqslant \log 9$; $0{,}6\ n \geqslant 0{,}954$ et $n \geqslant 1{,}59$.

On prendra donc n = 2 et l'on aura : $C_n(\omega^2) = \omega^4$.

La détermination de la fonction de transfert est maintenant possible. On a :

$$N(p)^2 = \left(\frac{p}{j}\right)^4 = \frac{p^4}{j^4} = p^4$$

$f_{TD}(p) \cdot f_{TD}(-p) = [f_{TN}(p^2)]^2 + N(p^2) = 1 + p^4$

Posons : $1 + p^4 = 0$, $p = \sqrt[4]{-1}$.

Recherchons les quatre valeurs pour k = 0, 1, 2, 3, de l'expression :

$$\sqrt[4]{1}\left[\cos\left(\frac{\pi}{4} + 2k\frac{\pi}{4}\right) + j \sin\left(\frac{\pi}{4} + 2k\frac{\pi}{4}\right)\right.$$

On obtient :

$$f_{TD}(p) = 1 \cdot \left(p + \frac{\sqrt{2}}{2} - j\ \frac{\sqrt{2}}{2}\right)\left(p + \frac{\sqrt{2}}{2} + j\ \frac{\sqrt{2}}{2}\right)$$

$$f_{TD}(p) = \left(p + \frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2$$

$$f_{TD}(p) = p^2 + \sqrt{2}.p + 1.$$

La fonction de transfert du filtre est donc :

$$f_T(p) = \frac{1}{p^2 + 1{,}4142\ p + 1}$$

Le filtre sera réalisé en utilisant le circuit élémentaire actif « passe-bas » du second ordre étudié précédemment (avec : K = 1).

La fonction de transfert de ce circuit est :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{R^2\ C_1\ C_2\ p^2 + 2\ R\ C_2\ p + 1}$$

et son schéma est le suivant **(fig. 20)**.

La fonction de transfert calculée est

$$f_T(p) = \frac{1}{p^2 + 1{,}4142\ p + 1}$$

Dans cette fonction, la variable complexe p est, bien sûr, normalisée.

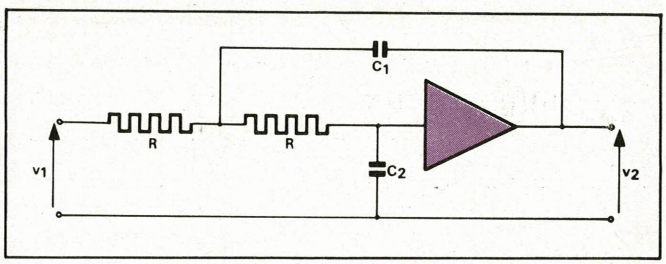


Fig. 20

Calculons donc, à partir de ces deux fonctions de transfert, les valeurs des éléments du filtre. On a :

$$1{,}4142\ j\frac{\omega}{\omega_p} = 2\ R\ C_2\ j\ \omega,\ \frac{1{,}4142}{\omega_p} = 2\ R\ C_2$$

Prenons, comme valeur de R, 10 kΩ.

$$C_2 = \frac{1{,}4142}{2} \cdot \frac{1}{R\ \omega_p} = 0{,}7071\ .\ C_0$$

$$C_0 = \frac{1}{10^4\ \omega_p},\ \omega_p = 2\ \pi\ f_p = 6{,}28318 \times 1000 = 6283{,}18$$

$$C_0 = \frac{1}{10^4 \times 6283{,}18} = 16 \times 10^{-9},\ C_0 = 16\ nF$$

et : $C_2 = 0{,}7071\ .\ C_0$

C_2 = 11 nF

On a ensuite :

$$-\frac{\omega^2}{\omega^2_p} = -\ R^2\ C_1\ C_2\ \omega^2,$$

$$\frac{1}{\omega^2_p} = R^2\ C_1\ C_2 = R^2\ C_1 \times 0{,}7071 \times C_0$$

$$\frac{1}{\omega^2_p} = C_1 \times 0{,}7071 \times \frac{10^4}{\omega_p}$$

$$C_1 = \frac{1}{0{,}7071} \cdot \frac{1}{10^4\ \omega_p} = \frac{1}{0{,}7071}\ .\ C_0$$

$C_1 = 1{,}4142\ .\ C_0 = 1{,}4142\ .\ 16 = 22{,}62$ nF

C_1 = 22,62 nF

On obtient donc le filtre suivant **(fig. 21)** :

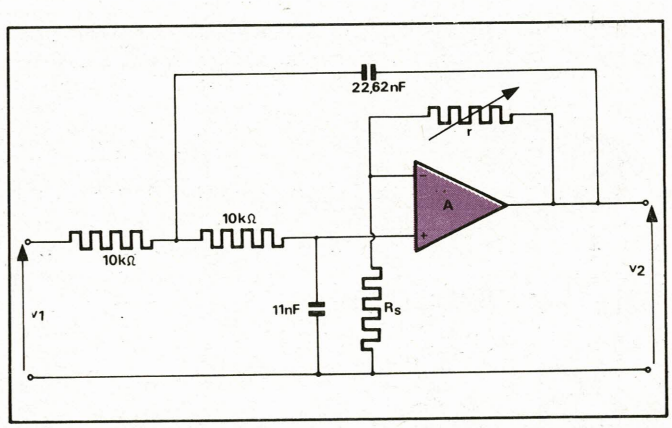


Fig. 21

Les composants devront être à 1 ‰. Ce filtre a été réalisé avec un amplificateur opérationnel du type MC 1303 et les résistances r = 10 Ω et R_s = 2 kΩ.

La courbe d'affaiblissement alors obtenue est donnée ci-après **(fig. 22)**.

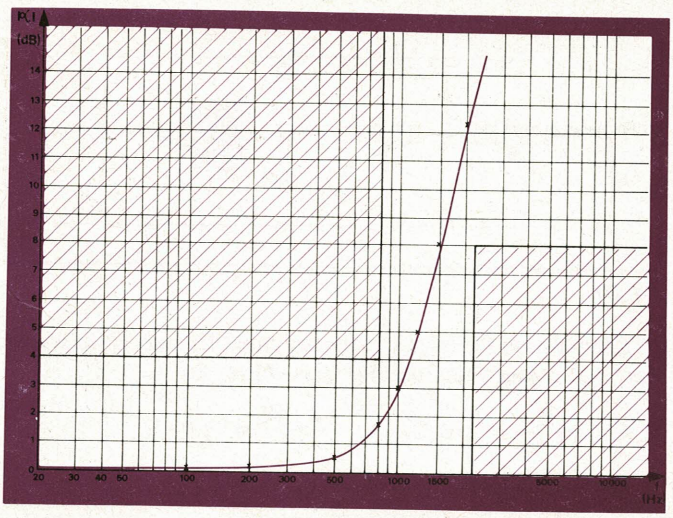


Fig. 22

Sensibilité de la courbe d'affaiblissement à la variation d'un élément

Soit le circuit suivant **(fig. 23)** et soit sa courbe de réponse **(fig. 24)**.

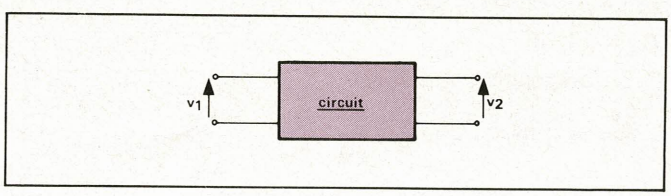


Fig. 23

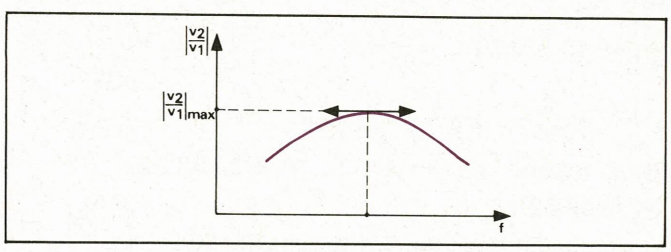


Fig. 24

On définit la sensibilité de la courbe de réponse à la variation d'un des éléments m du circuit par la formule suivante :

$$S_m^{\left|\frac{V_2}{V_1}\right|_{max}} = \frac{\frac{\Delta \left|\frac{V_2}{V_1}\right|_{max}}{\left|\frac{V_2}{V_1}\right|_{max}}}{\frac{\Delta m}{m}}$$

Si l'on pose : $\left|\frac{V_2}{V_1}\right|_{max} = Q$,

on a : $S_m^Q = \frac{\frac{\Delta Q}{Q}}{\frac{\Delta m}{m}}$

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{\Delta m}{m} \cdot S_m^Q$$

et :

$$S_m^Q = \frac{\Delta Q}{Q} \cdot \frac{m}{\Delta m}$$

$$S_m^Q = \frac{\Delta Q}{\Delta m} \cdot \frac{m}{Q}$$

On peut écrire :

$$S_m^Q = \frac{\frac{\delta Q}{Q}}{\frac{\delta m}{m}}$$

$$S_m^Q = \frac{\delta Q}{Q} \cdot \frac{m}{\delta m}$$

$$S_m^Q = \frac{\delta Q}{\delta m} \cdot \frac{m}{Q}$$

Exemple : Soit le circuit suivant **(fig. 25)** :

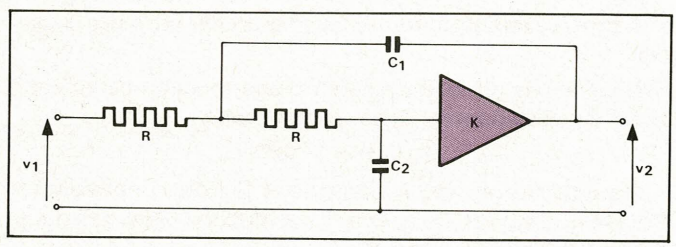


Fig. 25

On a trouvé pour K = 1,

$$f_T(p) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{R^2 C_1 C_2 p^2 + 2 R C_2 p + 1}$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{R^2 C_1 C_2} - \frac{2}{R^2 C_1^2}} \text{ pour } \left|\frac{V_2}{V_1}\right|_{max}$$

Si $\frac{C_1}{8 C_2} \geqslant 1$, on a :

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{R^2 C_1 C_2} - \frac{2}{R^2 C_1^2}} \simeq \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}} = \omega_0.$$

D'autre part,

$$\left|\frac{V_2}{V_1}\right| = \frac{1}{\sqrt{(1 - R^2 C_1 C_2 \omega^2)^2 + 4 R^2 C_2^2 \omega^2}}$$

et pour $\frac{C_1}{8 C_2} \gg 1$, on a : $\left|\frac{V_2}{V_1}\right|_{max} \simeq Q =$

$$\frac{1}{\sqrt{\left(1 - R^2 C_1 C_2 \cdot \frac{1}{R^2 C_1 C_2}\right)^2 + 4 R^2 C_2^2 \cdot \frac{1}{R^2 C_1 C_2}}}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{\frac{4 C_2}{C_1}}} = \frac{\sqrt{C_1}}{2 \sqrt{C_2}}$$

et $Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$

La sensibilité de la courbe d'affaiblissement du circuit, ci-dessus, à la variation de C_1 est donc :

$$S_{C_1}^Q = \frac{\Delta Q}{\Delta C_1} \cdot \frac{C_1}{Q} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_2}} \cdot \frac{1}{2 \sqrt{C_1}} \cdot \frac{C_1}{\frac{\sqrt{C_1}}{2 \sqrt{C_2}}}$$

$$S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2 \sqrt{C_1} \sqrt{C_2}} \cdot \frac{2 \sqrt{C_2} \cdot C_1}{\sqrt{C_1}}$$

$$= \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2 \sqrt{C_1} \sqrt{C_2}} \cdot \frac{2 \sqrt{C_2} \sqrt{C_1}}{1}$$

$$S_{C_1}^Q = \frac{1}{2}$$

Annexes
(partie de l'article donnant des tableaux utiles pour la synthèse d'un filtre)

Fonctions de transmission de filtres de Butterworth (filtres « passe-bas »)

Ces fonctions ont été calculées pour $|\alpha|_{max} = 3$ dB ($\varepsilon = 1$). Il convient de signaler également qu'il s'agit de fonctions normalisées.

Ordre du filtre	Fonction de transmission correspondante
1	$p + 1$
2	$p^2 + 2p + 1$
3	$p^3 + 2p^2 + 2p + 1$
4	$p^4 + 2{,}6131\,p^3 + 3{,}4142\,p^2 + 2{,}6131\,p + 1$
5	$p^5 + 3{,}2361\,p^4 + 5{,}2361\,p^3 + 5{,}2361\,p^2 + 3{,}2361\,p + 1$
6	$p^6 + 3{,}8637\,p^5 + 7{,}4641\,p^4 + 9{,}1416\,p^3 + 7{,}4641\,p^2 + 3{,}8637\,p + 1$
7	$p^7 + 4{,}4940\,p^6 + 10{,}09\,p^5 + 14{,}592\,p^4 + 14{,}592\,p^3 + 10{,}098\,p^2 + 4{,}4940\,p + 1$
8	$p^8 + 5{,}1528\,p^7 + 13{,}137\,p^6 + 21{,}846\,p^5 + 25{,}688\,p^4 + 21{,}846\,p^3 + 13{,}137\,p^2 + 5{,}1528\,p + 1$
9	$p^9 + 5{,}759\,p^8 + 16{,}582\,p^7 + 31{,}163\,p^6 + 41{,}986\,p^5 + 41{,}986\,p^4 + 31{,}163\,p^3 + 16{,}582\,p^2 + 5{,}759\,p + 1$

Fonctions de transmission « décomposées » des filtres de Butterworth (filtres « passe-bas »)

Ces fonctions ont été calculées pour $|\alpha|_{max} = 3$ dB ($\varepsilon = 1$). Il convient de signaler également qu'il s'agit de fonctions normalisées.

Ordre du filtre	Fonction de transmission correspondante
1	$p + 1$
2	$p^2 + 1{,}4142\,p + 1$
3	$(p^2 + 1{,}0000\,p + 1)(p + 1)$
4	$(p^2 + 1{,}8477\,p + 1)(p^2 + 0{,}7653\,p + 1)$
5	$(p^2 + 1{,}6180\,p + 1)(p^2 + 0{,}6180\,p + 1)(p + 1)$
6	$(p^2 + 1{,}9318\,p + 1)(p^2 + 1{,}4142\,p + 1)(p^2 + 0{,}5176\,p + 1)$
7	$(p^2 + 1{,}8019\,p + 1)(p^2 + 1{,}2469\,p + 1)(p^2 + 0{,}4450\,p + 1)(p + 1)$
8	$(p^2 + 1{,}9615\,p + 1)(p^2 + 1{,}6629\,p + 1)(p^2 + 1{,}1111\,p + 1)(p^2 + 0{,}3901\,p + 1)$
9	$(p^2 + 1{,}8793\,p + 1)(p^2 + 1{,}5320\,p + 1)(p^2 + 1{,}0000\,p + 1)(p^2 + 0{,}3472\,p + 1)(p + 1)$

Fonctions de transmission « décomposées » des filtres de Butterworth (filtres « passe-bande »)

Ces fonctions ont été calculées pour $|\alpha|_{max} = 3$ dB ($\varepsilon = 1$) et $L_B = 100$ %. Il s'agit, d'autre part, de fonctions normalisées.

Ordre du filtre	Fonction de transmission correspondante
2	$(0{,}4805\,p^2 + 0{,}459\,p + 1)$ $[(2{,}081\,p^2 + 0{,}9552\,p + 1) / 2{,}081\,p^2]$
3	$(0{,}422\,p^2 + 0{,}2968\,p + 1)$ $[(2{,}3692\,p^2 + 0{,}7031\,p + 1) / 2{,}3692\,p^2]$ $[(p^2 + p + 1) / p]$
4	$(0{,}6533\,p^2 + 0{,}7301\,p + 1)$ $[(1{,}5306\,p^2 + 1{,}1176\,p + 1) / 1{,}5306\,p^2]$ $(0{,}4038\,p^2 + 0{,}2201\,p + 1)$ $[(2{,}476\,p^2 + 0{,}5451\,p + 1) / 2{,}476\,p^2]$
5	$(0{,}5343\,p^2 + 0{,}5634\,p + 1)$ $[(1{,}8714\,p^2 + 1{,}0545\,p + 1) / 1{,}8714\,p^2]$ $(0{,}3957\,p^2 + 0{,}1752\,p + 1)$ $[(2{,}5266\,p^2 + 0{,}4427\,p + 1) / 2{,}5266\,p^2]$ $[(p^2 + p + 1) / p]$
6	$(0{,}7455\,p^2 + 0{,}8251\,p + 1)$ $[(1{,}3412\,p^2 + 1{,}1067\,p + 1) / 1{,}3412\,p^2]$ $(0{,}4805\,p^2 + 0{,}459\,p + 1)$ $[(2{,}081\,p^2 + 0{,}9852\,p + 1) / 2{,}081\,p^2]$ $(0{,}3914\,p^2 + 0{,}1456\,p + 1)$ $[(2{,}5543\,p^2 + 0{,}372\,p + 1) / 2{,}5543\,p^2]$

Fonctions de transmission « décomposées » des filtres de Butterworth (filtres « passe-bande »)

Ces fonctions ont été calculées pour $|\alpha|_{max} = 3$ dB ($\varepsilon = 1$) et $L_B = 50$ %. Il s'agit, d'autre part, de fonctions normalisées.

Ordre du filtre	Fonction de transmission correspondante
2	$(0{,}6996\,p^2 + 0{,}291\,p + 1)$ $[(1{,}4292\,p^2 + 0{,}416\,p + 1) / (1{,}4292\,p^2)]$
3	$(0{,}6486\,p^2 + 0{,}1967\,p + 1)$ $[(1{,}5417\,p^2 + 0{,}3032\,p + 1) / 1{,}5417\,p^2]$ $[(p^2 + 0{,}5\,p + 1) / 0{,}5\,p]$
4	$(0{,}8217\,p^2 + 0{,}4167\,p + 1)$ $[(1{,}2168\,p^2 + 0{,}5071\,p + 1) / 1{,}2168\,p^2]$ $(0{,}6313\,p^2 + 0{,}1481\,p + 1)$ $[(1{,}5839\,p^2 + 0{,}2345\,p + 1) / 1{,}5839\,p^2]$
5	$(0{,}7416\,p^2 + 0{,}3445\,p + 1)$ $[(1{,}3482\,p^2 + 0{,}4645\,p + 1) / 1{,}3482\,p^2]$ $(0{,}6234\,p^2 + 0{,}1186\,p + 1)$ $[(1{,}6039\,p^2 + 0{,}1903\,p + 1) / 1{,}6039\,p^2]$ $[(p^2 + 0{,}5\,p + 1) / 0{,}5\,p]$
6	$(0{,}8752\,p^2 + 0{,}4508\,p + 1)$ $[(1{,}1425\,p^2 + 0{,}515\,p + 1) / 1{,}1425\,p^2]$ $(0{,}6996\,p^2 + 0{,}291\,p + 1)$ $[(1{,}4292\,p^2 + 0{,}4160\,p + 1) / 1{,}4292\,p^2]$ $(0{,}6192\,p^2 + 0{,}0989\,p + 1)$ $[(1{,}6149\,p^2 + 0{,}1598\,p + 1) / 1{,}6149\,p^2]$

Courbes d'affaiblissement des filtres de Butterworth (filtres « passe-bas »)

Ces courbes ont été tracées pour $|\alpha|_{max} = 3$ dB ($\varepsilon = 1$). D'autre part, f_n est la fréquence normalisée.

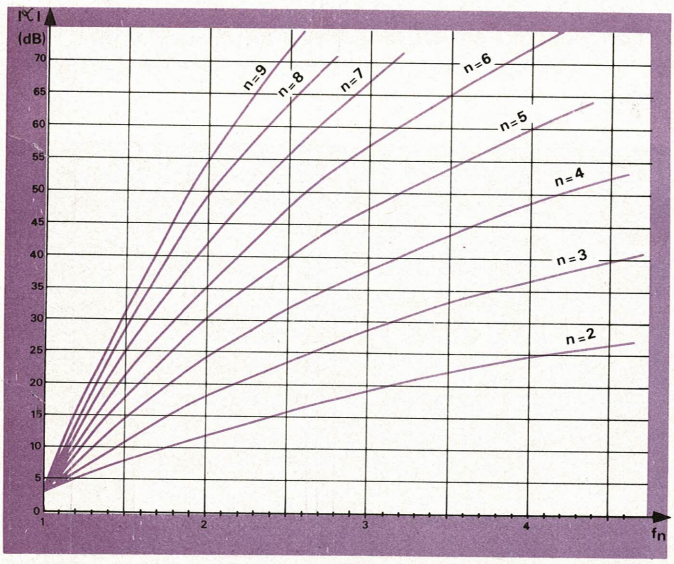


Fig. 26

Fonctions de transmission des filtres de Tchébycheff (filtres « passe-bas »)

Ces fonctions ont été calculées pour $|\alpha|_{max} = 1$ dB ($\varepsilon = 0{,}50884$). Il convient de signaler également qu'il s'agit de fonctions normalisées.

Ordre du filtre	Fonction de transmission correspondante
2	$0{,}907\ p^2 + 0{,}9956\ p + 1$
3	$2{,}0353\ p^3 + 2{,}0116\ p^2 + 2{,}5206\ p + 1$
4	$3{,}628\ p^4 + 3{,}4568\ p^3 + 5{,}2749\ p^2 + 2{,}6942\ p + 1$
5	$8{,}1415\ p^5 + 7{,}6271\ p^4 + 13{,}75\ p^3 + 7{,}933\ p^2 + 4{,}7264\ p + 1$
6	$14{,}512\ p^6 + 13{,}47\ p^5 + 28{,}02\ p^4 + 17{,}445\ p^3 + 13{,}632\ p^2 + 4{,}456\ p + 1$
7	$32{,}566\ p^7 + 30{,}06\ p^6 + 70{,}866\ p^5 + 46{,}53\ p^4 + 44{,}21\ p^3 + 17{,}866\ p^2 + 6{,}9584\ p + 1$

Diverses valeurs de ε

On a :

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{|\alpha|_{max}}{10}} - 1}$$

$|\alpha|_{max}$ en dB.

Courbes d'affaiblissement des filtres de Tchébycheff (filtres « passe-bas »)

Ces courbes ont été tracées pour $|\alpha|_{max} = 1$ dB ($\varepsilon = 0{,}50884$). f_n est la fréquence normalisée.

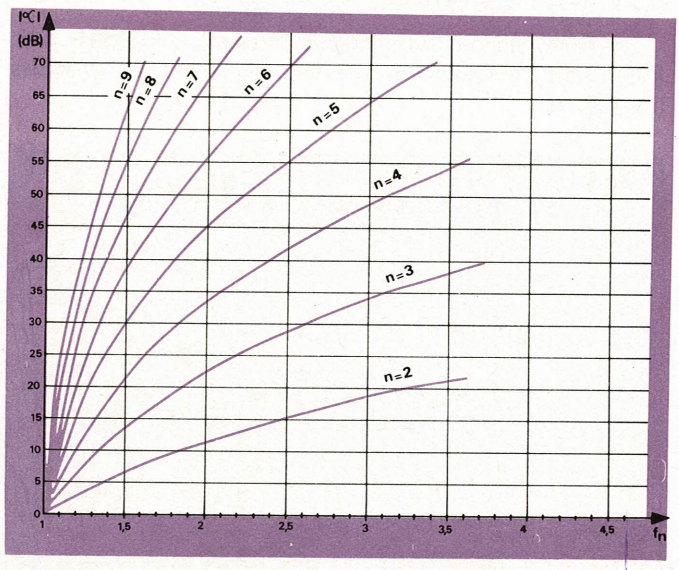


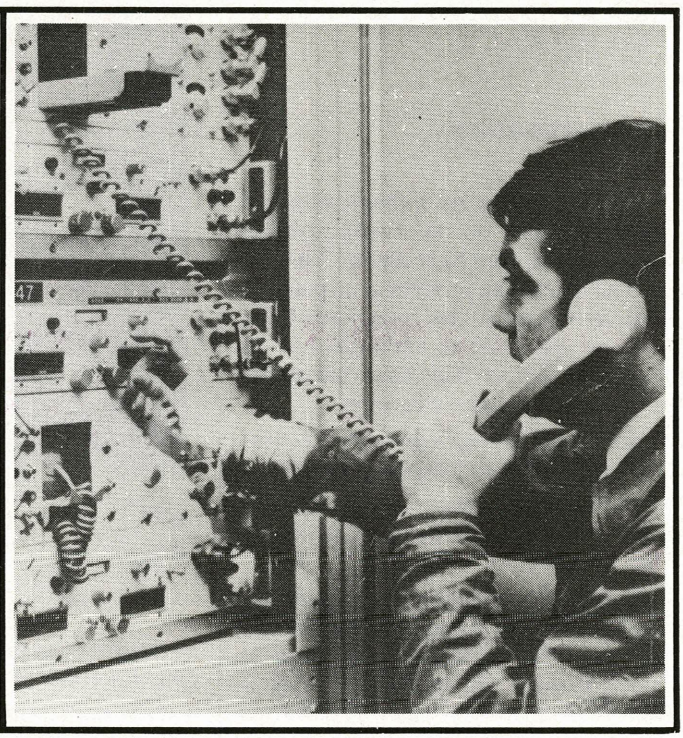
Fig. 27

Fonctions de transmission « décomposées » des filtres de Tchébycheff (filtres « passe-bas »)

Ces fonctions ont été calculées pour $|\alpha|_{max} = 1$ dB ($\varepsilon = 0{,}50884$). Il s'agit, d'autre part, de fonctions normalisées.

Odre du filtre	Fonction de transmission correspondante
2	$0{,}907\ p^2 + 0{,}9956\ p + 1$
3	$(1{,}0058\ p^2 + 0{,}497\ p + 1)(2{,}023\ p + 1)$
4	$(1{,}0136\ p^2 + 0{,}2828\ p + 1)$ $(3{,}5791\ p^2 + 8{,}4113\ p + 1)$
5	$(2{,}3293\ p^2 + 1{,}0911\ p + 1)$ $(1{,}0118\ p^2 + 0{,}181\ p + 1)(3{,}4540\ p + 1)$
6	$(8{,}0188\ p^2 + 3{,}7217\ p + 1)$ $(1{,}0093\ p^2 + 0{,}1255\ p + 1)$ $(1{,}793\ p^2 + 0{,}6092\ p + 1)$
7	$(4{,}3393\ p^2 + 1{,}6061\ p + 1)$ $(1{,}5303\ p^2 + 0{,}3919\ p + 1)$ $(1{,}0073\ p^2 + 0{,}092\ p + 1)(4{,}868\ p + 1)$
8	$(14{,}2326\ p^2 + 5{,}0098\ p + 1)$ $(1{,}382\ p^2 + 0{,}2755\ p + 1)$ $(2{,}9337\ p^2 + 0{,}8754\ p + 1)$ $(1{,}0058\ p^2 + 0{,}0704\ p + 1)$
9	$(7{,}0242\ p^2 + 2{,}1033\ p + 1)$ $(2{,}2801\ p^2 + 0{,}5566\ p + 1)$ $(1{,}0047\ p^2 + 0{,}056\ p + 1)$ $(1{,}2896\ p^2 + 0{,}2054\ p + 1)(6{,}276\ p + 1)$

$\lvert\alpha\rvert_{max}$	ε	$\lvert\alpha\rvert_{max}$	ε	$\lvert\alpha\rvert_{max}$	ε
0,1 dB	0,15262042	0,7 dB	0,41820755	2,5 dB	0,88220146
0,2 dB	0,21709111	0,8 dB	0,44973818	3,0 dB	0,99762835 ≃ 1
0,3 dB	0,26743094	0,9 dB	0,47986328	3,5 dB	1,11297850
0,4 dB	0,31060939	1,0 dB	0,50884714	4,0 dB	1,22958791
0,5 dB	0,34931140	1,5 dB	0,64229086	4,5 dB	1,34847430
0,6 dB	0,38490729	2,0 dB	0,76478310	5,0 dB	1,47046852



LES TRANSMISSIONS DANS L'ARMÉE DE L'AIR

Les échanges d'informations sans cesse croissants sont une caractéristique des temps modernes. L'Armée de l'Air n'échappe pas à ce phénomène qui prend pour elle une importance considérable, alors qu'elle met en œuvre des systèmes d'armes complexes, dont les éléments sont géographiquement très dispersés et peuvent faire sentir leur action dans un espace étendu, à grande vitesse, et avec des temps de réaction très courts. La responsabilité de l'emploi des forces, la coordination des actions, la répartition des efforts sont d'autre part reportées, en général, à un échelon centralisé.

Cela entraine un échange concerté et systématique d'un volume très important d'informations de toutes natures qui est une des conditions de l'action des forces aériennes. Les transmissions qui servent à acheminer ces informations entre les correspondants en liaison sont donc une composante essentielle de l'Armée de l'Air.

Le passé - Le présent

L'histoire des transmissions de l'Armée de l'Air est liée à l'histoire de cette armée. Sous le nom de « Transmissions de l'aéronautique militaire », elles dépendaient, jusqu'en 1934, de l'armée de terre, avant la création des premières unités de transmissions proprement « Air » en 1937. Se succédèrent ensuite le « commandement des troupes et services des transmissions », mis sur pied en 1939, puis après la guerre, en 1946, le « Commandement des réseaux », enfin en 1958, le « service d'exploitation des télécommunications Air ». Par la suite, l'accroissement important des liaisons d'infrastructure liées aux missions des grands commandements spécialisés et régionaux et la mise en service, pour y faire face, de moyens nouveaux, entraînèrent la création par un arrêté de décembre 1963 du « Commande-

ment des transmissions de l'Armée de l'Air » (C.T.A.A.)

L'organisation

En fait, toutes les transmissions ne relèvent pas de la responsabilité directe de ce commandement. L'armée de l'air a en effet, procédé à un partage des tâches selon une organisation qui est un compromis répondant à la nécessité de concilier deux exigences en apparence contradictoires :

- celle de la responsabilité du commandement dans l'emploi des moyens.
- celle d'une responsabilité technique unique dans la mise en œuvre de ces moyens.

Les commandements responsables de l'emploi des forces aériennes, doivent en effet disposer des moyens de transmissions nécessaires à l'exécution de leurs missions, qu'il s'agisse des liaisons entre centres d'opérations et unités, ou avec les appareils en vol. Dans bien des cas, ces livraisons sont partie intégrante des systèmes d'armes au sens le plus large.

Par ailleurs, la nécessité d'obtenir un fonctionnement satisfaisant sur le plan de l'exploitation comme sur le plan technique, alors que les matériels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués, et sont regroupés en vastes systèmes, milite en faveur d'une autorité technique unique pour la mise en œuvre des supports des liaisons. L'organisation adoptée, a été, en définitive, calquée sur l'organisation générale de l'Armée de l'Air.

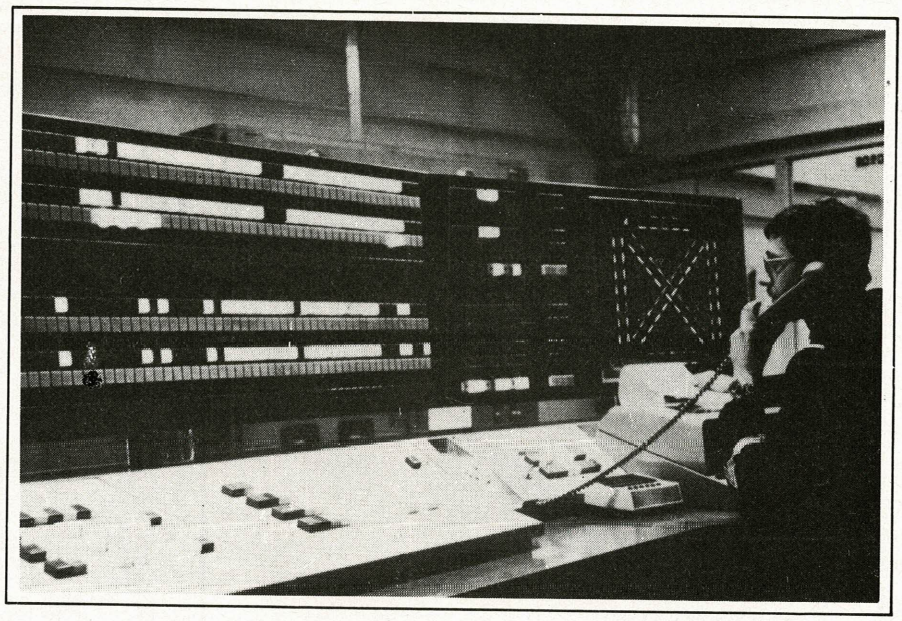
Les liaisons sol-air, air-air, et certaines liaisons sol-sol, spécifiques des grands commandements utilisateurs spécialisés ou régionaux, sont placées sous la responsabilité de ces commandements qui disposent en propre des moyens correspondants.

Par contre, les liaisons à grande distance sol-sol réalisées sur des supports filaires, hertziens ou radio, dits « supports d'infrastructure », mis en commun à la disposition de toutes les forces aériennes, sont confiées au Commandement des Transmissions de l'Armée de l'Air. Il n'y a pas, en fait, solution de continuité entre ces deux catégories de liaisons, qui, dans bien des cas, sont le prolongement les unes des autres. Il s'agit là d'une séparation des responsabilités pour une utilisation optimale des moyens.

Les responsabilités

Le C.T.A.A. est un groupement d'unités aériennes spécialisées, essentiellement responsable en temps de paix, de crise, et de guerre :

- de la constitution,
- du fonctionnement,
- de la manœuvre des réseaux de transmissions d'infrastructure de l'Armée de l'Air.



Il fournit les supports filaires et hertziens des réseaux d'exploitation des grands commandements, soit directement s'il s'agit de moyens hertziens appartenant à l'Armée de l'Air (réseau AIR 70), soit indirectement s'il s'agit de supports loués aux P et T. Ces supports servent au trafic aussi bien téléphonique que télégraphique et, dans ce deuxième cas, ils sont associés à un dispositif particulier de commutation de messages réalisé autour de quatre R.A.I.D. (Relais Automatiques d'Informations Digitales).

Le C.T.A.A. met également en œuvre un certain nombre de moyens radio, émetteurs, récepteurs et leurs télécommandes. Le réseau Air 70 et les relais automatiques d'informations digitales sont des systèmes très évolués, qu'il convient de décrire, même succintement, puisque de leur structure découlent l'organisation interne et les unités du C.T.A.A.

Le réseau hertzien

L'Armée de l'Air a mis le réseau AIR 70 en service entre 1968 et 1973, pour acheminer des flux d'informations très spécifiques, tant dans leur nature et leur volume que dans l'implantation géographique des correspondants en liaison.

S'étendant sur les trois quarts du territoire national, il est composé d'un réseau principal, fortement maillé, reliant deux à deux en vue directe, ou par diffusion troposphérique, 23 stations elles-mêmes rattachées par des liaisons secondaires à 56 terminaux, implantés sur les bases aériennes. Les stations principales, situées sur des points hauts, sont particulièrement remarquables par la taille des pylônes supportant des paraboles dont le diamètre peut atteindre 12 mètres, rançon des techniques de diffusion troposphérique qui nécessitent une forte puissance d'émission pour une fraction très faible de cette puissance utilisable à la réception. Les stations des régions montagneuses connaissent des conditions climatiques rudes et éprouvantes pour les personnels qui y vivent et y travaillent en permanence.

L'excellente qualité des matériels de ce réseau permet d'obtenir une fiabilité des liaisons extrêmement élevée. Le réseau AIR 70 (RA 70) sera équipé entre 1976 et 1979 d'un dispositif de commutation électronique temporelle des voies téléphoniques, qui permettra un accroissement considérable de sa capacité et une augmentation très importante du service rendu aux utilisateurs.

Les relais automatiques télégraphiques

Sur le réseau support est venu se greffer pour les liaisons télégraphiques le dispositif de commutations de messages que réalisent les quatre R.A.I.D. situés à Taverny, Metz, Lyon et Bordeaux. Le réseau des R.A.I.D. assure entre autres fonctions et de façon automatique à l'aide de calculateurs, la réception et l'identification des messages, leur aiguillage vers les destinataires par les voies les plus directes compte tenu de l'état instantané du réseau, leur diffusion ou leur stockage pour un traitement ultérieur. La disponibilité technique des R.A.I.D. est par-

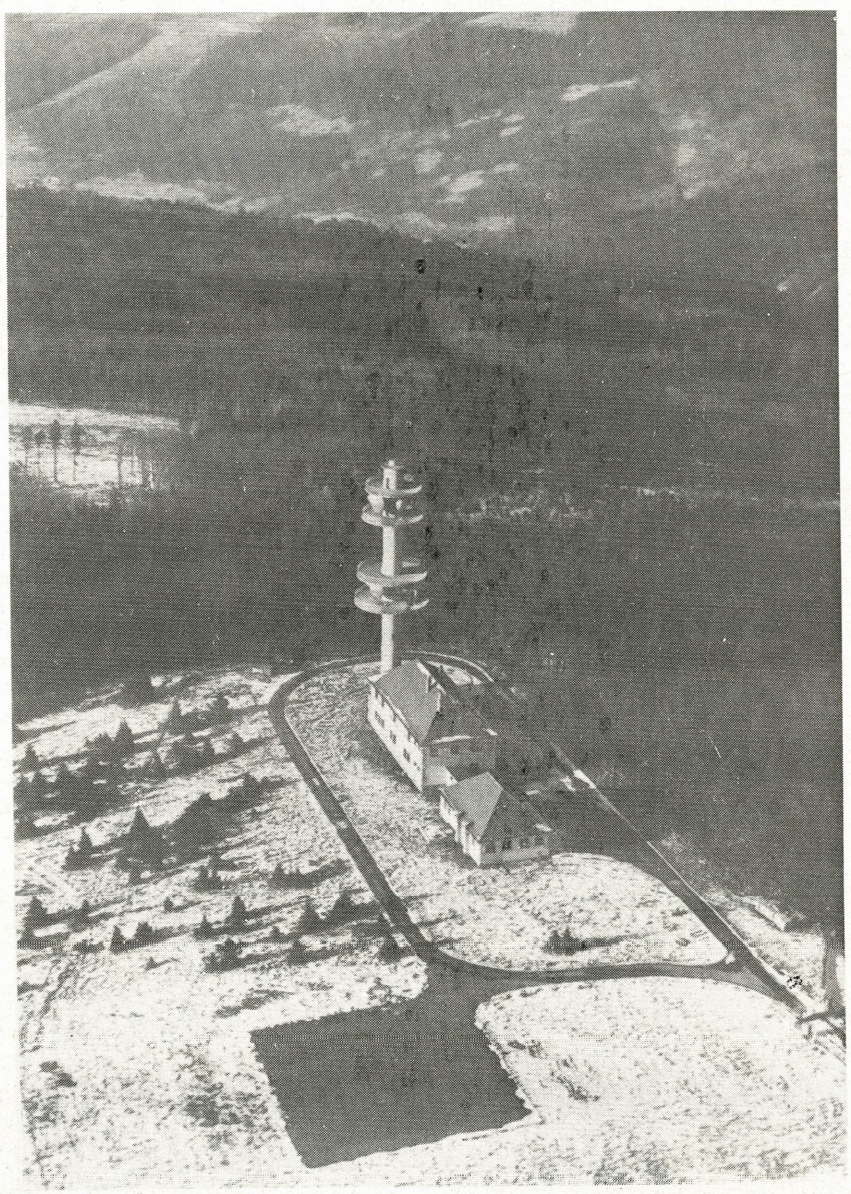
ticulièrement forte et l'efficacité du système garantit presque jusqu'à 100 % l'acheminement du trafic. Les R.A.I.D. sont connectés aux dispositifs analogues de l'Armée de Terre (CARTEL), de la Marine (CRAID) et du secrétariat général de l'Aviation civile (DS 4).

Les unités et les hommes

Pour remplir sa mission, le Commandement des Transmissions de l'Armée de l'Air dispose d'éléments de commandement, Etat-major, direction technique et centre d'opération, ainsi que d'unités spécialisées dans la mise en œuvre des différents moyens et dans leur exploitation. Ce sont principalement les escadrons de câbles hertziens (ECH) responsables du RA 70, les centres de relais automatiques télégraphiques (C.R.A.T.) qui mettent en œuvre les R.A.I.D., un certain nombre de centres de transmissions, ainsi que des unités d'installation et de répartition, un escadron électronique chargé de la protection des réseaux radio de l'Armée de l'Air et une escadrille de calibration des aides radioélectriques.

L'activité de ces unités revêt un caractère de permanence, qui découle de l'activité elle-même permanente des forces aériennes, qu'il s'agisse des forces aériennes stratégiques ou tactiques dans leur mission de dissuasion, des forces de défense aérienne dans la surveillance et la sécurité de l'espace aérien national, de façon plus générale, de l'ensemble des unités aériennes techniques, logistiques dans leur activité quotidienne d'entraînement, de support et de soutien.

Le Commandement des transmissions, en effet, participe très directement à la mise en condition et la manœuvre de toutes ces forces puisqu'il n'y a pratiquement pas de liaisons de télécommunications qui n'empruntent pas sur la totalité ou une partie de leur parcours les supports de transmissions d'infrastructure.



Le C.T.A.A. se doit non seulement de veiller à un bon fonctionnement des moyens dont il est responsable, mais encore au-delà de cet aspect technique, de rechercher sans cesse les meilleures conditions dans lesquelles ces moyens peuvent être mis à la disposition des utilisateurs dont les besoins, jamais figés, doivent être constamment confrontés aux capacités instantanées d'acheminement pour adapter les uns et les autres. Cela nécessite un suivi en temps réel et concomitant des informations à transmettre et de la situation des transmissions, assuré dans une structure permettant le recueil de renseignements sur l'état des réseaux et l'exploitation de ces renseignements, structure mettant en liaison les différents échelons de la chaîne fonctionnelle des fournisseurs de moyens et les échelons correspondant des utilisateurs.

L'élément principal de cette structure est le Centre d'Opérations du C.T.A.A., installé à Villacoublay, dans le P.C. de ce Commandement et où sont actives, 24 heures sur 24 sous les ordres d'un officier de permanence, des cellules spécialisées dans les différents systèmes, dont le Commandement des Transmissions de l'Armée de l'Air a la responsabilité. Le C.T.A.A. apporte ainsi aux forces aériennes le soutien permanent indispensable qu'elles en attendent. Il met en œuvre dans une organisation logique et efficace des matériels modernes, voire d'avant-garde pour la commutation électronique, bien adaptés aux besoins résultants des missions des forces.

Ces matériels sont servis par des personnels techniciens et exploitants de très haute compétence, dont le dévouement et la disponibilité ne font jamais défaut, ces qualités se trouvant également chez les personnels d'active et de réserve. C'est à ces personnels que l'Armée de l'Air doit, pour une très large part, de disposer de bonnes transmissions.

Nous ne voudrions pas terminer ce tour d'horizon sans remercier le colonel Keller, chef d'état-major par intérim, commandant des transmissions de l'Armée de l'Air à Villacoublay, pour les renseignements qu'il nous a permis de diffuser, montrant ainsi l'intérêt porté à notre revue, et, partant, à nos lecteurs.

Joël Ranchet

Bibliographie :

– Plaquette de l'Antenne Air du SIRPA n° 49/1975

De l'ÉLECTRICITÉ à la MICROÉLECTRONIQUE

INITIATION ET THÉORIE

FORMULAIRE
C. FEVROT

Enumération de nombres, de formules et de tableaux, mais aussi un résumé des mécanismes essentiels du rôle des composants électroniques. Mathématiques, propriétés des corps, systèmes d'unités. 224 pages.
NIVEAU 2 à INGÉNIEUR PRIX 58 F

L'ÉLECTRICITÉ A LA PORTÉE DE TOUS
R. CRESPIN

Toute l'électricité par des explications simples agrémentées de questions-réponses, expériences faciles et amusantes. Un peu de calcul et des formules. 136 pages.
NIVEAU 1 PRIX 22 F

ÉLECTRICITÉ ÉLECTRONIQUE-SCHÉMAS
(2e ÉDITION) *R. BRAULT*

Préparation Baccalauréat T ou BEP : option électronique. **TOME 1** (160 pages). Energie. Force. Travail. Puissance (BEP). Constitution de la matière (BEP). Electrostatique. Electrocinétique. Magnétisme. Electromagnétisme. Induction. **TOME 2** (160 pages). Le condensateur en courant continu. Le courant alternatif. Machines électriques. Etude des circuits électriques. Réaction et contre-réaction.
NIVEAU 2 PRIX à l'unité 36 F

TOME 3 (208 pages). Tubes électroniques. Oscilloscope. Semiconducteurs et transistors. **TOME 4** (152 pages). Redressement du courant alternatif. Initiation à l'algèbre logique. Régulation de tension. Production de courants sinusoïdaux. Production de signaux non sinusoïdaux. Capteurs. Etablissement d'un schéma.
NIVEAU 2 PRIX à l'unité 36 F

INITIATION A L'ÉLECTRICITÉ ET A L'ÉLECTRONIQUE
F. HURE

200 manipulations simples d'électricité et d'électronique

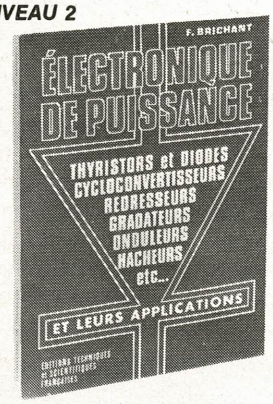
Principes de base de l'électricité et de l'électronique par des manipulations simples. Courant électrique. Champ magnétique. Semi-conducteurs. Diodes et transistors. 175 pages.
NIVEAU 1 PRIX 35 F

ÉLECTRONIQUE de PUISSANCE et ÉLECTROTECHNIQUE

ÉLECTRONIQUE POUR ÉLECTROTECHNICIENS
R. BRAULT

Classes d'électroniciens, série F3. Théorie et pratique. Tubes électroniques. Oscilloscope. Semi-conducteurs. Diodes et transistors. Circuits de logique. Redressement. Thyristors et triacs. Régulation de tension. Générateurs de signaux non sinusoïdaux. Circuits de mesures. 240 pages.
PRIX 45 F

NIVEAU 2



ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE
F. BRICHANT

Thyristor, diode, caractéristiques, mise en œuvre et protection, conversion de l'énergie, redresseur, onduleur, hacheur, cycloconvertisseur. 296 pages.
NIVEAU INGÉNIEUR PRIX 73 F

PRÉCIS DE MACHINES ÉLECTRIQUES
A. FOUILLÉ

A l'usage du technicien supérieur, de l'électrotechnicien, du spécialiste de l'électronique, du génie civil et même de la mécanique. 248 pages.
NIVEAU 3 PRIX 52 F

ESF ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

LES COMPOSANTS

LES TRIACS
CHABANNE

Des renseignements pratiques sur toutes les applications principales de ces semi-conducteurs permettant aussi bien l'initiation à la théorie que la pratique de la construction des appareils à triacs. 112 pages.
NIVEAU 2 PRIX 24 F

LES TRANSISTORS
F. HURE

Théorie de la constitution de la matière. Principes. Caractéristiques des transistors. Amplification BF, HF et MF. Changement de fréquence. Les radiorécepteurs superhétérodynes à transistors. 200 pages.
NIVEAU 2 PRIX 37 F

LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP DANS LES CIRCUITS ANALOGIQUES ET NUMÉRIQUES
F. HILLEBRAND ET H. HEIERLING

Constitution, fonctionnement de principe. Les propriétés des PN.FET et des IG.FET sans oublier les types spéciaux. Base indispensable aux techniciens des calculateurs, ou de l'électronique générale. 104 pages.
NIVEAU 3 PRIX 43 F

LES DIODES ZENER
MOURIER

Principe et emploi des diodes zener, stabilisations des tensions, filtrage, découplage, écrêtage, protection contre les surtensions en continu ou en alternatif, liaison entre étages, échelles dilatées, générateur de bruit, polarisation d'émetteur dans un amplificateur, chargeurs d'accumulateurs, indicateur de puissance. 120 pages.
NIVEAU 2 PRIX 27 F

COMPORTEMENT THERMIQUE DES SEMICONDUCTEURS - RADIATEURS
SOROKINE

Comportement des diodes et des transistors. Stabilisation thermique. Refroidissement des diodes et transistors de puissance. Calcul et utilisation des radiateurs. 152 pages.
NIVEAU 3 PRIX 50 F

INITIATION PRATIQUE A L'EMPLOI DES CIRCUITS INTÉGRÉS DIGITAUX
F. HURE

Généralités sur les circuits intégrés logiques. Manipulations avec différents types de portes, matériel nécessaire. Les bascules. Comptage et affichage. 112 pages.
NIVEAU 2 PRIX 31 F

SOUS-ENSEMBLES

CONSTRUISEZ VOS ALIMENTATIONS
ROUSSEZ

Méthodes simples et rapides de calcul, coefficients « passe-partout » et tableaux standards. Exemples pratiques d'alimentations régulées ou non. Réalisations pratiques. Schémas de câblage ou circuits imprimés à l'échelle 1. 112 pages.
NIVEAU 2 PRIX 27 F

LA CONSTRUCTION DES PETITS TRANSFORMATEURS avec leurs applications
M. DOURIAU et F. JUSTER

Principe, caractéristiques des transformateurs. Calcul. Matières premières. Nombreux tableaux pour réalisations simples : de la bobine de filtrage aux tôles à cristaux orientés et quelques transformateurs de montages à transistors. 208 pages.
NIVEAU 2 PRIX 24 F

TRANSFORMATEURS ET SELFS DE FILTRAGE
L'HOPITAULT et THOMAS

Ouvrage permettant la détermination et la construction des composants par l'utilisation des abaques et des tableaux numériques. Composants. Bobinages. Calcul. Autotransformateurs. Essais. Self de filtrage. 112 pages.
NIVEAU 3 PRIX 35 F

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL
COURS PRATIQUE D'UTILISATION *R. DUGEHAULT*

Présentation. Fonctionnement en alternatif. 1955 (A707) à 1973, évolution des caractéristiques de l'amplificateur opérationnel. Les six montages fondamentaux. Circuits annexes : améliorations des caractéristiques. 104 pages.
NIVEAU 3 PRIX 26 F

APPLICATIONS PRATIQUES DE

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL
R. DUGEHAULT

Introduction. Circuits de calcul analogique. Filtres actifs. Générateurs de signaux. Applications à la mesure et aux dispositifs d'automatisme. Montages redresseurs et alimentations stabilisées. Bibliographie très abondante. 192 pages.
NIVEAU 3 PRIX 40 F

LES OSCILLATEURS
Générateurs et conformateurs de signaux
R. DAMAYE

Cet ouvrage est à la fois pratique et théorique, ce qui permet aux lecteurs d'assimiler aussi bien le fonctionnement des circuits que leur emploi pratique dans toutes sortes d'appareils. 264 pages.
NIVEAU 3 PRIX 42 F

TECHNIQUE POCHE N° 13

HORLOGES ET MONTRES ÉLECTRONIQUES A QUARTZ
PELKA

Connaissances fondamentales et applications des circuits logiques. Initiation et constructions simples. 60 pages.
NIVEAU 3 PRIX 27 F

En vente chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 PARIS CEDEX 10

(Aucun envoi contre remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi, à la commande. En port recommandé : + 3 F). Au-dessus de 100 F : taxe fixe 18 F Rdé obligatoire.

Technologiquement, on obtient un contact entre deux conducteurs en appliquant une force mécanique créant une, deux ou trois zones (rarement plus) où les matériaux se touchent physiquement.

Cette aire peut être la conséquence de déformations élastiques dans le cas des forces faibles.

Le plus souvent, les sommets des aspérités de surface sont déformés plastiquement tandis que les régions avoisinantes sont soumises à des déformations élastiques.

Les surfaces étant petites, leur résistance est une résistance de constriction à laquelle viennent s'ajouter, en milieu gazeux, des films isolants ou semiconducteurs.

La résistance de constriction est présentée par la partie du conducteur où se situent le pincement et l'élargissement des lignes de courant.

Les contacts électriques imparfaits

Les forces en présence

Les contacts entre deux conducteurs sont non seulement soumis à la force mécanique les appliquant l'un contre l'autre, mais encore à deux forces d'origine électrique :

1) Force d'origine électrostatique

Par exemple, pour des contacts en graphite de 1 cm^2 de section, présentant une différence de potentiel de 1 volt à travers l'interface et une distance moyenne de 0,5 micron entre les contacts sous l'effet d'une force de 5 newtons, l'**attraction** électrostatique est de l'ordre de :

$f_a = 1{,}8 \cdot 10^{-2}$ newtons

ce qui est négligeable vis-à-vis des 5 Newtons utilisés.

2) Force d'origine électromagnétique

Par suite de la constriction des lignes de courant de chaque côté de la surface de contact, il existe des composantes de courant parallèle à la surface qui créent une force perpendiculaire à celle-ci, provoquant une **répulsion** au moment d'un brusque accroissement de courant.

Dans le cas des conducteurs cylindriques de rayon **B** ayant au centre de leurs bases une surface circulaire de contact de rayon **b**, la force de répulsion est donnée par la formule :

$f_r = 10^{-7}.I^2.\log_e B/b$ (en Newtons).

Rebondissements

Les rebondissements sont dus aux chocs des contacts lors de la fermeture et à l'élasticité des supports.

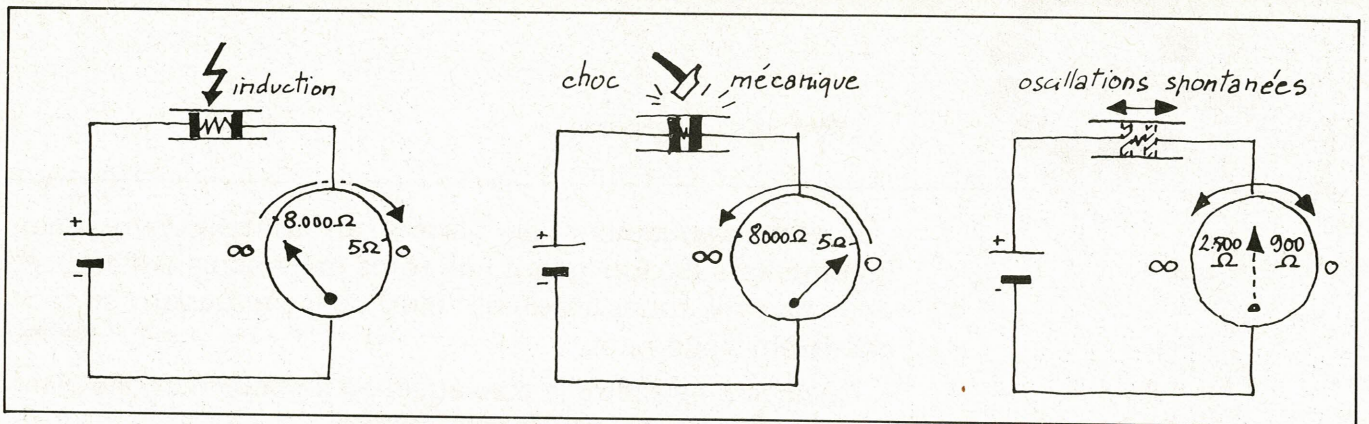
Des vibrations transmises par l'entourage peuvent être la cause d'une succession de rebondissements qui modulent la force de contact, donc la résistance de constriction, et introduisent du bruit.

Les contacts électriques imparfaits

Technologiquement, on obtient un contact électrique imparfait entre deux conducteurs en appliquant la force mécanique nécessaire et suffisante à la fermeture d'un circuit de pile, ce qui correspond à une certaine élasticité des déformations.

– Les contacts électriques imparfaits sont sensibles aux variations, même très légères, de la force mécanique appliquée.

Ainsi, lorsqu'un premier choc mécanique diminue la résistance, le choc suivant l'augmente.



A – Importante diminution de résistance par suite d'une variation du champ électrique ambiant : cohération. – B – Annulation de cet effet par un léger choc mécanique : décohération . – C – Les contacts électriques imparfaits sont des dispositifs qui présentent de l'inertie et de l'élasticité et sont soumis à des forces opposées qui peuvent donner naissance à des oscillations.

– L'effet microphonique peut se manifester avec les contacts électriques imparfaits.

L'élasticité du dispositif permet alors aux rebondissements de se reproduire.

– Les contacts électriques imparfaits sont sensibles à une élévation de température extrêmement faible.

Il suffit d'approcher un doigt d'un tube isolant contenant de la limaille métallique pour voir augmenter la résistance de celle-ci.

Il apparaît que, pour une pression appliquée déterminée, la dilatation de l'air contenu dans le tube exerce une contre-pression qui écarte les surfaces en contact ce qui se traduit par une augmentation de résistance.

Les contacts électriques imparfaits sont sensibles à l'effet de champ électrique.

Il suffit d'approcher un bâton de résine synthétique, chargé par frottement, du contact imparfait pour voir diminuer la résistance de celui-ci.

La force électrostatique n'étant plus négligeable vis-à-vis de la force mécanique appliquée, l'attraction est augmentée par le champ électrique extérieur ce qui se traduit par une diminution de résistance.

Les contacts électriques imparfaits sont sensibles à la force d'origine électromagnétique provoquant, au moment d'une brusque augmentation de courant, une répulsion qui se traduit par une augmentation de résistance.

La sensibilité des contacts électriques imparfaits à certaines actions extérieures se traduit donc par d'infimes déplacements ayant pour conséquence des variations importantes de la résistance électrique. Ces contacts sont des systèmes à un degré de liberté soumis à des forces opposées pouvant donner naissance à des oscillations spontanées.

Application de ces acquisitions

Les constatations précédentes permettent d'expliquer les phénomènes découverts en 1890 par Edouard Branly qui en décrivit deux obtenus grâce à des décharges électriques agissant à distance.

1) La résitance du contact diminue et conserve sa nouvelle valeur ; toutefois, un choc, une élévation de température, la ramène à sa valeur primitive.

Les corps conducteurs dont les contacts possèdent cette propriété sont des cohéreurs.

2) La résistance du contact diminue mais reprend sa valeur primitive dès que celui-ci est soustrait à l'action perturbatrice électrique. Les corps conducteurs dont les contacts possèdent cette propriété sont des cohéreurs autodécohérents.

Parmi les théories émises pour expliquer la cohération, celle qui avait été retenue attribuait la diminution de résistance au claquage du film apparaissant en milieu gazeux. Cette hypothèse est en contradiction avec la thèse de A. Blanc dont nous extrayons ici un passage :

« Il est peu probable qu'une légère couche d'oxyde soit indispensable pour qu'on ait un cohéreur et que le phénomène soit dû à sa disparition. Ceci résulte nettement de l'expérience suivante :

« Avec du mercure fraîchement distillé, les tronçons se ressoudent immédiatement dès qu'ils viennent en contact l'un de l'autre.

« On ajoute alors des traces d'un autre mercure légèrement oxydé. Les tronçons obtenus restent en contact entre eux.

« Le contact entre les deux gouttes de mercure oxydé forme un cohéreur sensible. La chute de résistance est notable et les deux gouttes ne se soudent pas : elles restent séparées après la cohération comme avant.

« Puisque les gouttes ne se mélangent pas, c'est que la pellicule d'oxyde n'est pas crevée par la cohération et que la modification qui s'est produite quelle qu'elle soit n'a pas porté précisément que sur cette pellicule ».

Conclusion

Selon nous, la cohération résulte de l'augmentation de l'attraction électrostatique sous l'effet de l'impulsion dont le champ électrique ambiant est le siège. Le choc mécanique ou l'élévation de température procurant la décohération est, dans le premier cas, suivi d'un rebondissement et dans le second cas, d'une dilatation de l'air contenu dans le tube isolant. L'infime déplacement qui s'ensuit, ramène la pression mécanique intérieure à sa valeur primitive.

L'autodécohération se produit au moment où la brusque apparition du courant de cohération déclenche une force électromagnétique tendant à repousser les conducteurs en contact. Ce qui se traduit par l'infime déplacement ramenant la pression mécanique intérieure à sa valeur primitive.

L'échauffement n'est pas en cause car le phènomène se produit lorsque les conducteurs métalliques sont remplacés par des conducteurs en charbon. Le sens de la variation de la résistance du contact étant inversé, c'est donc bien la brusque augmentation du courant qui est à l'origine.

L'étude des propriétés des contacts imparfaits a été abandonnée depuis l'apparition du détecteur à galène. En publiant les résultats de ces travaux, nous espérons intéresser les spécialistes de la physique des contacts.

H. COPIN
Ancien Inspecteur principal d'Etudes des Transmissions

Réseaux de distribution des semi-conducteurs

ADVANCED MICRO DEVICES

Mandataire :

● **A.M.D. France** : Silic 314, 20, rue Saarinen, 94588 Rungis Cedex. Tél. : 686.91.86.

Distributeurs :

● **Société A 2 M** : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne-Billancourt. Tél. : 603.66.40.

● **Société R.T.F.** : 73, av. Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-s/Seine. Tél. : 747.11.01.

A.E.G. TELEFUNKEN

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue des Andes, B.P. 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Application Electronique** : 2-14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (15.61) 42.64.28.

● **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Debelle** : 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (15.76) 21.50.27.

● **Facen Electronique** : Z.I. d'Heillecourt-Houdemont, 944 X, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (16.28) 51.00.05. – 110, avenue des Flandres, 59110 Wasquehal. Tél. : (16.20) 72.06.80. – 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (16.20) 96.93.07. – Z.I. de Mundolsheim, rue Vauban, 67450 Strasbourg Mundolsheim. Tél. : (16.88) 20.20.80.

● **Actel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 657.81.50.

● **Tekimex** : 13, boulevard Voltaire, 75011 Paris. Tél. : 355.63.00.

A.M.I.

● **A.M.I. France** : 124, avenue de Paris, 94300 Vincennes. Tél. : 374.00.90.

Distributeurs :

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

Cette liste est remise à jour à chaque parution

ANALOG DEVICES

● **Analog Devices France** : Centre d'Affaires Silic, 12, rue Le Corbusier, Bât. « léna ». 94533 Rungis Cedex L204. Tél. : 687.34.11.

CML

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

DELCO

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

E.F.C.I.S.

● **EFCIS** : 85 X, 38041 Grenoble Cedex, Tél. : (76) 97.41.11.

EXAR

● **Tekelec Airtronic** : B.P. 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse Cedex. – 7, rue Descartes 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. Beau-Manoir VII, Allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg.

FAIRCHILD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony Cedex. Tél. : 666.21.12
- **Feutrier** : avenue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarrez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Gros S.A.** : 13, avenue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. – 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (28) 35.17.35. – 5, rue Pascal, 94800 Villejuif. Tél. : 678.27.27.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92300 Levallois. Tél. : 758.11.11.
- **Dimex** : 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.
- **Sté Toutelectric** : 15-17, boulevard Bon-Repos, B.P. 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.47.84.
- **S.R.D** : 88, rue du Commandant-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55-64.23.79. et 78.
- **Aufray et Cie** : 45, rue Gustave-Nicolle, B.P. 472,76057 Le Havre Cedex. Tél. : (16.35) 21.34.00.

FERRANTI

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 75015 Paris. Tél. : 577.42.50.

GENERAL ELECTRIC

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 261.55.49.

Dépositaires :

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Autelec** : 3, rue du Lieu de Santé, 76000 Rouen.
- **Dime** : 22, Bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Dimel** : « Le Marino », avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon.
- **Radio MJ** : 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris.
- **Radio Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.

GENERAL INSTRUMENT

- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex, Tél. : (40) 71.45.75.
- **Sorhodis** : 39, rue Dedieu, 69100 Villeurbanne.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Cogie** : 3, bd Anatole-France, 93304 Aubervilliers.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

GENERAL INSTRUMENT MICROELECTRONICS

- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

HARRIS SEMICONDUCTOR

- **Spectelec** : Tour Europa, Belle-Epine, Europa III, 94320 Thiais. Tél. : 686.56.65.
- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **A2M** : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne. Tél. : 603.66.40.

HEWLETT-PACKARD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : Rue des Trois-Glorieuses, 42270 St-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Zone Silic, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

INTEL CORPORATION

Mandataire :

- **Intel Corporation** : 74, rue d'Arcueil, Silic 223, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 687.22.21.

Distributeurs :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.
- **Métrologie** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cély, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.
- **Celdis S.A.** : 53, rue Charles Frérot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.

INTERSIL

- **Intersil** : 3, rue de Marly, 78000 Versailles. Tél. : 953.47.08.

Distributeur :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

I.T.T. INTERMETALL

- **Cogie-Cetronic** : 5, bd Anatole-France, 93300 Aubervilliers. Tél. : 834.91.07.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Disserel** : 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Sefar** : 7/15, rue de Bezons, 92400 Courbevoie. Tél. : 333.59.21.
- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **C.E.I.N.** : 19, rue de Tournai, B.P. 93, 59230 St-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Sertronique** : 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans Cedex 43. Tél. : (43) 84.24.60 – 37, rue Saint-Eloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. – 59, rue Alexandre Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 30.78.78. – Z.U.P. Bd d'Armor, 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67.

● **I.D.E.M.** : 168, chemin Lanusse, 31019 Toulouse. Tél. : (61) 47.63.73/58.10.

● **Euromail** : Z.I. rue Frédéric-Joliot, B.P. 145, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 26.58.11. – 8, rue du Port, 92100 Boulogne. Tél. : 605.60.97.

Comptoirs de vente :

● **Adime** : 89, av. P.-Brossolette, 92120 Montrouge. Tél. : 655.89.89.

● **Ciel** : 4/6, rue Victor-Hugo, 94190 Villeneuve-St-Georges. Tél. : 389.59.24.

● **Radio-Douane** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.

● **Radialex** : 74, rue de Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : (78) 89.45.45. – 3, rue Moyrand, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 87.81.12.

KERTRON

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

LAMBDA ELECTRONIQUE

● **Lambda Electronique** : B.P. 77, 91403 Orsay Cedex. Tél. : 012.14.87.

● **Ets Baltzinger** : 12-26, rte du Gal de Gaulle, 67300 Schiltighein. Tél. : (88). 33.18.52.

● **C.P.E.** : 51, rue de la Rivière, 78420 Carrières-sur-Seine. Tél. : 914.61.36.

● **Direct** : 151-153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19.

● **Flagelectric** : B.P. 29, 63014 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.13.46.

● **Sorhodis** : 150-152, rue Anatole France, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.00.44.

● **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31071 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.34.72 – 226-228, Cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98.

● **S.R.D.** : 88, rue du Cdt-Mages, 13001 Marseille. Tél. : (91) 64.43.78.

MOS TECHNOLOGY

Mandataire et distributeur :

● **P.R.O.C.E.P.** : 51, rue de la Rivière, 78420 Carrières-s/Seine, B.P.24. Tél. : 968.31.97.

MOSTEK

Circuits intégrés et microprocesseurs

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil Cedex 137, 94150 Rungis Silic. Tél. : 687.23.13 – 31.36.

MOTOROLA SEMI-CONDUCTEURS

● **Sté Commerciale Toutelectric** : 15, bd Bonrepos, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.11.33.

● **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.

● **Gros A.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-Les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. – 14, av. du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : 35.17.35. – 5, rue Pascal, 94800 Villejuif. Tél. : 678.27.27/75.81.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.-31.36.

● **Ets F. Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.

● **Sté Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frérot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.04.69.

● **Bellion Electronique** : Z.I. des Kerscao/Brest, B.P. 16, 29219 Le Relecq Kerhuon. Tél. : (98) 28.03.03.

NATIONAL SEMI-CONDUCTOR

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue de la Baltique, B.P. 88, 91400 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Facen** : 2/6, rue Émile-Rouzé, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. - 110, av. de Flandre, B.P. 99, 59290 Wasquehal. Tél. : (20) 72.06.80. - Z.I. Heillecourt, 944 X, 54140 Nancy. Tél. : (28) 51.00.05. - Z.I. Vauban, 6, rue Vauban, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80. - Centre de Gros, bd Lénine, 76800 St-Étienne-du-Rouvray. Tél. : (35) 65.36.03 et 65.39.06.

● **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Application Électronique** : 14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.64.28.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

● **R.T.F./Distronique** : 73, av. Ch.-de-Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 747.11.01.

● **Ets Debelle** : 13, rue Baptiste Marcel, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 21.50.27. – 9 bis, rue du Bas-Chamflour, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 36.47.10.

● **Fime** : Z.A. La Cerisaie, 3, rue de Chevilly, 94262 Fresnes. Tél. : 666.95.01.

● **Centralp Automatismes** : 271, bd Pinel, 69200 Vénisseux. Tél. : (78) 74.06.28.

NIPPON ELECTRIC COMPANY

● **NEC Electronics France** : 27/29, rue des Poissonniers, 92200 Neuilly-s-Seine. Tél. : 747.91.13.

Distributeurs :

● **Alfatronic :** La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cely, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.

● **ASAP :** 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

● **Spetelec :** Tour Europa Belle-Epine, Europa III, 94532 Rungis Cedex. Tél. : 686.56.65.

PLESSEY

● **Plessey France :** Tour Anjou, 33, quai National, 92800 Puteaux. Tél. : 776.43.34.

Distributeur :

● **Sté Matéléco :** 36, rue Guy-Mocquet, 92240 Malakoff. Tél. : 657.70.55.

RAYTHEON SEMICONDUCTOR

● **Raytheon Semiconductor France :** La Boursidière, RN186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. : 631.06.76.

Distributeurs :

● **Tekelec Airtronic :** Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

● **Diode France :** Z.I. La Cerisaie, 1, allée des Platanes, 94260 Fresnes. Tél. : 666.98.01.

● **Sté A.S.A.P. :** 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

R.C.A.

● **Radio Équipements Antares :** 14/16, rue Baudin, 92301 Levallois-Perret. Tél. : 758.11.11.

● **Almex :** Z.I., 48, rue de l'Aubépine, 92160 Anthony. Tél. : 666.21.12.

● **Tekelec :** Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

ROCKWELL

● **R.E.A. :** BP 5, 9, rue Ernest-Cognacq, 92301 Levallois-Perret Cedex. Tél. : 758.11.11.

R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC

● **R.T.F. Diffusion :** 59/63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.

● **Omnitech :** 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.

● **Omni-Tech boutique :** 82, rue de Clichy, 75009 Paris. Tél. : 874.18.88. – 280.04.86.

● **Disserel :** 32 à 36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.

● **Morin Industrie :** 52, rue Jean-Jaurès, BP 29, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48. - 120, bd de Lambasle, 45400 Fleury-les-Aubrais. Tél. : (38) 62.30.38.

● **Hohl et Danner :** Z.I. B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. – 58, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86. – Z.I. D'Heillecourt, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (28) 51.42.30.

● **Sté Electronique du Centre :** B.P. 14, Z.I. de Cournon, 63800 Cournon. Tél. : (73) 84.60.08.

● **Vedeche Electronique :** 45, rue Saint-Basile 13001 Marseille. Tél. : (91) 95.81.82.

● **Sanelec :** 7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie, 59700 Marcq-en-Barœul. Tél. : (20) 98.92.13.

● **Sertronique (C.E.I.M.) :** 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. – 4, rue de Locmenart, 22200 Guingamp. Tél. : (96) 43.87.99. – 37, rue St-Eloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. – 15, av. Monseigneur-Mouézy, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.58.31.

● **Rhonalco/Isolants du Rhône :** 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 53.00.25. – 45, rue des Eaux-Claires, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 96.08.12.

● **Ets Besson :** 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.

● **Cedso :** 31, av. du 18e R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. – 14, av. Tolosane, 31520 Ramonville-Saint-Agne. Tél. : (61) 73.35.18. – 150, cours du Gal-de-Gaulle, 33170 Gradignan. Tél. : (56) 89.04.56.

SEMIKRON

● **Alpelec :** 16, rue Claude Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (78) 09.69.81.

● **Aquitaine Composants :** 30, rue Denfert-Rochereau, B.P. 38, 33401 Talence. Tél. : (56) 91.13.92.

● **A.S.N. Diffusion :** 86, av. du Maréchal-Leclerc, 94700 Maisons-Alfort. Tél. : 378.24.03.

● **Ban Elec :** 12, rue Louis-Rolland, 92120 Montrouge. Tél. : 378.24.03.

● **C.E.I.N. :** 289, rue d'Arras, B.P. 93, 59505 Douai Cedex. Tél. : (20) 88.66.40. – 21, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Comptoir Electrique de Champagne (C.E.C.) :** Z.I. B.P. 29, 52101 Saint-Dizier. Tél. : (27) 05.05.38.

● **Charlas :** 38, av. Alsace-Lorraine, 38000 Grenoble. Tél. (78) 44.29.02.

● **Dahan :** 3 bis, rue Pierre Loti, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.54.64.

● **D.E.E. :** 87 bis, rue Sainte, 13007 Marseille. Tél. : (91) 33.16.68 – 33.14.84.

● **Dimee :** 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.

● **Direlec :** 19, bd Lafayette, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 91.69.80.

● **Dixel** : 17, bd de Richelieu, 92500 Rueil-Malmaison. Tél. : 977.00.12.

● **E.T.N.** : 8, rue de la Croix d'Yonville, 76042 Rouen Cedex. Tél. : (35) 88.51.51.

● **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz. Tél. (87) 30.28.63 – 30.33.67.

● **Goirand** : 1, rue des Résistants, 38400 Saint-Martin-d'Heres. Tél. : (76) 25.50.90.

● **Isa Electronique** : 52, rue d'Achères, 78600 Maisons-Laffitte. Tél. : 962.90.61.

● **Morin Industrie** : 52, av. Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.

● **O.E.S.O** : Rue Emile Zola, 87000 Limoges. Tél. : (55) 77.18.71. – 24, rue Denis-Papin, 16000 Angoulème. Tél. : (45) 95.43.77. – 6, rue de la Demi-Lune, 86004 Poitiers. Tél. : (49) 41.40.94.

● **Omni Tech** : 51/21, rue Camille Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.

● **Radio Voltaire** : 7, av. Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.

● **Sanelec** : 236/240, rue du Fg d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 98.92.13.

● **Segic** : (B.P. 10, 60104 Creil). Tél. : (44) 71.01.78 – Rue de la République, 60177 Mouchy Saint-Eloi.

● **Selfco** : 31, rue du Fossé des Treize, 67000 Strasbourg. Tél. (88) 22.08.88.

● **Serreau Electronique** : 5, allée du Muguet, 35510 Cesson-Sevigne. Tél. : (99) 62.21.17.

● **Sodimep** : 8, av. Léon Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.

● **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail, 65000 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.

SESCOSEM

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau B.P. 8, 33401 Talence Cedex. Tél. : (56) 80.24.70. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.

● **Sodimep** : 8, avenue Léon-Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.

● **Sud Composants** : Traverse La Caransane, La Valentine, 13011 Marseille. Tél. : (91) 43.21.84.

● **Dimel** : Le Marino, avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.

● **Sèdre** : 5, bd des Diables-Bleus, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.90.12. – 27, rue Voltaire, 42100 Saint-Étienne. Tél. : (77) 32.80.57. – 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.

● **Codirel (Codicom)** : 105, rue Sadi-Carnot, 93170 Bagnolet. Tél. : 361.49.99. – rue du Grand-Véon, 10000 Troyes. Tél. : (25) 82.17.43.

● **D.I.E.L. (Codicom)** : 73, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff. Tél. : 656.70.44.

● **G.E.D.I.S.** : 165/167, rue J.-P. Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. – 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. – Neuillé-le-Lierre, 37780 Monnaie. Tél. : (47) 52.96.07.

● **S.I.D.E. (Codicom)** : 34, avenue Robert-Schuman, C2 Résidence de l'Europe, 59370 Mons-en-Barœul. Tél. : (20) 51.32.42. – Résidence Front de Seine, 41, quai du Havre, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.22.99.

● **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 22.08.88.

● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

● **Auverlec** : Z.I. 2, rue de l'Industrie, B.P. 2, 63800 Cournon d'Auvergne. Tél. : (73) 92.14.77.

S.G.S. ATES

● **Euromail** : 8, rue du Port, 92000 Boulogne. Tél. : 603.12.72. – Z.I. rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.

● **Gallec** : 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 322.70.85.

● **Nadis** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **Auverlec** : 2, rue de l'Industrie, Z.I. Cournon, 63002 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.14.77.

● **DEL** : 8, rue des Frères-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29. – Rue de l'Escaut, Z.I. de St-Appolinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45.

● **Delta Composants** : Z.I. rue Louis-Armand, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.

● **Direct** : 151, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Hohl et Danner** : Z.I. Strasbourg-Mundolsheim, B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11.

● **Irsutti** : 25/27, rue du Mont-d'Arène, 51100 Reims. Tél. : (26) 88.31.29.

● **Malbec** : 17, rue du Luxembourg, Z.I., 37100 Tours 02. Tél. : (47) 54.43.96.

● **Serime** : B.P. 501, Z.I. A, 59113 Seclin. Tél. : (20) 95.92.72.

● **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72. – 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98.

● **R.T.F.** : 73, avenue Charles-de-Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 747.11.01.

SIEMENS

● **Asterlec/Avirex** : 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 Lyon. Tél. : 72.88.65.

● **Baltzinger et succursales** : 18/26, route du Gal-de-Gaulle, 67300 Strasbourg-Schiltigheim. Tél. : 33.18.52.

● **Cibot Radio** : 1 et 3, rue de Reuilly, 75580 Paris Cedex 12. Tél. : 346.63.76.

● **Del** : 45, rue Gabriel-Péri, 78210 St-Cyr l'École. Tél. : 460.65.70.

● **Delta Electronique** : Z.I., rue Louis-Armand, 13290 Les Milles. Tél. : 26.58.11.

● **Erel et succursales** : 6, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél. : 345.80.80.

● **Euromail et succursales** : Z.I., rue Frédéric-Joliot, 13290 Les Milles. Tél. : 26.58.11.

● **Flagelectric et succursales** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63100 Clermont-Ferrand. Tél. : 92.13.46.

● **O.R.T.A.M.** : 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : 70.24.16.

● **R.T.D.** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.

● **Sté d'Exploitation des Ets Stockelec et succursale** : 16/18, rue d'Alger, 72000 Le Mans. Tél. : 24.11.54.

LE SILICIUM SEMICONDUCTEUR SSC

● **Comerel** : 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél. : 374.50.98.

● **Gallec Electronique** : Centre Commercial, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86. – 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 566.92.89-734.25.65.

● **National Distribution** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.

● **Spelec Composants** : 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98. – 89, rue Riquet, 31071 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72.

● **Auverlec, Pierre Gouteyron S.A.** : 2, rue de l'Industrie, 63800 Cournon B.P. 49. Tél. : (73) 92.14.77.

● **Pellet et Solignac** : rue de l'Escaut, Z.I. de Dijon, St-Apollinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45. – 10, avenue de Romans, B.P. 38, 38360 Sassenage. Tél. : (76) 88.40.11.

● **Serime** : Z.I. A, B.P. 501, 59113 Seclin. Tél. : (20) 95.92.72.

● **Ets P. Gouteyron** : 17/21, rue Fulton, Z.I. Nord, 87100 Limoges. Tél. : (55) 37.42.81.

● **Docks Electroniques Lyonnais** : 8, rue des Frères-L. &-E.-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29.

● **Sté de Représentation et de Distribution** : 88, rue du Cdt-Mages, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55-64.23.79.

● **Agence Silec de Metz** : 36, rue des Jardins, Ban-St-Martin, B.P. 1, 57023 Longeville-les-Metz. Tél. : (87) 30.39.39.

● **Rime** : rue de la Butée, B.P. 38, 44800 St-Herblain. Tél. : (40) 46.12.00.

● **Remi** : 18, rue Simon, 51100 Reims. Tél. : (26) 40.10.14-40.06.61-40.15-72.

● **Direct** : 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Monsieur Kinder, Agent** : 1, rue P.-Ristelhuber, 67100 Strasbourg-Meinau. Tél. : (88) 39.29.29-39.18.02.

● **St Malbec et Cie** : 17, rue de Luxembourg, Z.I., B.P. 78, 37002 Tours Cedex. Tél. : (47) 54.43.96.

SILICONIX

● **Almex** : Z.I. d'Antony, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.

● **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – 119, rue des Fontaines, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.78.82. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.

● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

● **Alrodis** : 40, rue Villon, 69008 Lyon. Tél. : (78) 69.59.52.

● **Balzinger** : 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52.

● **Sanelec Electronique** : 7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie, 59700 Marcq-en Barœul. Tél. : (16.20) 98.92.13.

SOLITRON DEVICES INC.

● **Société Auctel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 664.10.50.

TELEDYNE PHILBRICK

● **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 33.33.89. et Sud-Est.

● **Dimel** : avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.

● **Dimel S.E.** : voir auprès des Ets F. Feutrier à St-Priest-en-Jarez (ci-dessus).

● **Léanord** : 236, rue Sadi-Carnot, 59320 Haubourdin. Tél. : (20) 50.43.00.

● **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.

● **Toutelectric** : 15/17, boulevard de Bonrepos, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.11.33.

● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

TELEDYNE SEMICONDUCTEURS

● **I.S.C. France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

● **Tekelec Airtronic** : B.P. 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

TEXAS INSTRUMENT

● **Fachot Electronique** : 5 bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : (87) 30.28.63.

● **Tekelec Airtronic** : 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. – 281, route d'Espagne, 31300 Toulouse Cédex. Tél. : (61) 40.24.90-40.38.77. – Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 61.06.43. – Beaumanoir 7, allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (91) 27.66.45.

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge Tél. : 735.33.20.

● **Radio-Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.

● **Radialex** : 74, rue Vendôme, 69457 Lyon Cédex 3. Tél. : 89.45.45.

● **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19-70.34.43.

● **Tisco France** : 9, place de Bretagne, 35000 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. - L'autan, 100, allée de Barcelone, 31500 Toulouse. Tél. : (61) 21.30.32. – La Boursidière, Bât. A, R.N. 186, 92350 Le Plessis Robinson. Tél. : 630.23.43. – 1, avenue de la Chartreuse, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.45.74/49.72. – 31 quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : (78) 37.35.85. – B.P. 5, 06270 Villeneuve-Loubet. Tél. : (93) 20.01.01.

● **Tarbelec** : 45, bis, place du Foirail. 65090 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.

● **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 47.89.05. – 3 bis rue Kitchener, 22104 Dinan. Tél. : (96) 39.09.97.

● **Parinor** : 104, rue de Maubeuge, 75010 Paris. Tél. : 878.65.55-526.50.24.

● **Industrielle Electronique** : 19, rue Louis-Grobet, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.52.06.

● **Euromail**: Z.I. rue Frédéric Joliot, 13290, Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.

● **Castor** : 45, rue de Cronstadt, 75015 Paris.

● **E.I.S.** : 17, avenue Henri-Barbusse, 94240, L'Hay-les-Roses. Tél. : 661.02.24.

● **Flagelectric** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63014 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.13.46.

● **Paris-Sud Electronique** : 42, avenue du Président Allende, 91300 Massy. Tél. : 920.66.99.

● **Sté C.E.I.N.** : 34 bis, rue de Tournai, 59230 Saint-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Sté Nadis** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.

ZILOG

Mandataire :

● **A 2 M** : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne. Tél. : 603.66.40.

Agents :

● **Comtec** : 69850 St-Martin-en-Haut. Tél. : (78) 48.61.87.

● **C.E.I.S.** : 120, avenue Pierre Latécoère, 31700 Blagnac. Tél. : (61) 49.23.49.

● **Vernières** : 56390 Grand-Champ. Tél. : (16.97) 66.77.58.

Microprocesseurs ? Connais pas !

Cette excuse n'est désormais plus valable grâce au **MP experimenter**, système didactique pour la technique des microprocesseurs.
C'est un cours progressif expliquant, sans l'aide d'un professeur, toute la technique des microprocesseurs.
Ce cours, en 5 volumes **entièrement en français,** comporte une partie théorique et une partie pratique qui se complètent.

METRIX
Société des Produits Industriels ITT
Division Instrumentation Metrix
Chemin de la Croix-Rouge - B.P. 30
74010 ANNECY CEDEX
Tél. : (50) 52 81 02 - Télex : 385 131

metrix — Instruments et Composants ITT

Demande d'information MP-EXP
A découper et adresser à : METRIX
B.P. 30 74010 ANNECY CEDEX

je souhaiterais recevoir :
☐ une documentation
☐ la visite d'un ingénieur de vente

Nom..... Société.....

Adresse .....

..... Tél.....

BIBLIOGRAPHIE

Annuaire OGM 1978

Comme chaque année, l'annuaire OGM fournit des renseignements précieux pour les professionnels de la radio, télévision, électronique, électroacoustique et musique. Rappelons que cet annuaire est divisé en trois parties principales :

– Liste des fabricants, importateurs et grossistes en radio, télévision, électronique.

– Liste des éditeurs, facteurs, artisans et grossistes en musique.

– Liste des négociants (classés par ville).

La remise à jour de ces listes assure au lecteur une garantie d'exactitude qui évite les pertes de temps lors de la recherche d'un fournisseur ou d'un éventuel client.

Editions Louis Johanet, 68, rue Boursault, 75017 Paris.

Transformateurs et selfs de filtrage

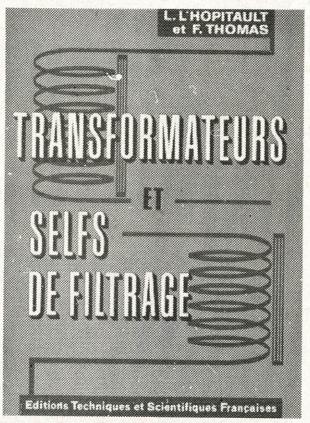
par L. L'Hopitault et F. Thomas

Cet ouvrage est probablement unique en son genre, car il est à la fois utile, clair et efficient.

Grâce à ce livre, le lecteur professionnel ou amateur, pourra réaliser avec succès, tous les transformateurs d'alimentation et selfs de filtrage dont il pourrait avoir besoin, en utilisant les abaques et les tableaux numériques, que les auteurs ont établis pour faciliter la détermination et la construction de ces composants.

Extrait du sommaire : Introduction - Composants - Bobinages - Calcul - Autotransformateurs - Essais - Selfs de filtrage.

Un volume broché de 110 pages. Avec 15



tableaux et 30 abaques. Format 15 x 21. Prix : 35 F.

Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Aide-mémoire d'automatique

par Pierre Vidal

L'automatique peut alors être considérée comme la science consistant en l'étude et la réalisation d'organes technologiques pouvant se substituer aux organes humains d'effort, d'observation, de mémoire et de décision. L'automatisation se définit aussi comme de la « mécanisation au carré » c'est-à-dire l'utilisation d'une machine pour diriger ou contrôler une autre machine ; c'est le problème de l'étude de ces automatismes qu'aborde cet aide-mémoire.

L'auteur a volontairement donné une part égale aux systèmes continus et aux systèmes échantillonnés par suite de leur intérêt dans la commande des processus industriels. Cette raison lui a également fait inclure un chapitre sur l'identification, ainsi que sur les systèmes logiques et séquentiels.

Les lecteurs trouveront rassemblés dans cet ouvrage les notions indispensables pour aborder la plupart des problèmes usuels d'automatique, sans faire appel à des notions prérequises d'un niveau très élevé.

Les seules connaissances en mathématiques nécessaires concernent les fractions rationnelles, les équations différentielles linéaires ou le calcul matriciel.

C'est à l'étudiant en automatique et à l'ingénieur ou au technicien supérieur confrontés à des problèmes, désormais très courants, d'automisation que s'adresse cet ouvrage.

Un volume de 200 pages, format 13 x 18. Prix : 49 F.

Dunod, 37-39, rue Boulard, 75014 Paris.

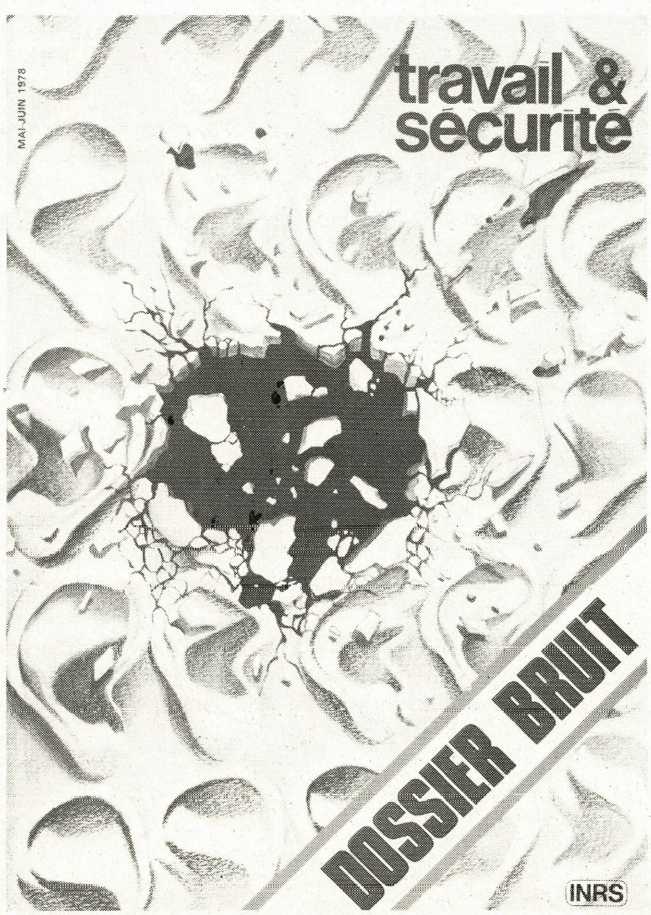
Travail et Sécurité

numéro de mai-juin 1978

Ce numéro de Travail et Sécurité intéressera particulièrement les techniciens de l'électronique appliquée à l'acoustique car il est essentiellement consacré au bruit.

Nous pouvons remarquer particulièrement un excellent article sur les effets du bruit sur l'homme et les limites admissibles par ce dernier ; un dossier de rappel des notions de base en acoustique générale et industrielle ; plusieurs articles consacrés aux problèmes posés par le bruit dans l'industrie et aux méthodes employées pour réduire les nuisances. Une liste de textes officiels, ouvrages et revues traitant du bruit ne manquera pas d'intéresser les techniciens confrontés à ces problèmes. Notons également un banc d'essai comparatif très complet, effectué par l'Institut National de Recherche et de Sécurité, et portant sur l'efficacité et le confort des protecteurs individuels contre le bruit (casques, bouchons auriculaires).

Travail et Sécurité, édité par l'**INRS,** 30, rue Olivier-Noyer, 75680 Paris Cedex 14 (prix du numéro : 4 F).



Un nouveau confrère : Micro-Systèmes

Ce n'est pas par esprit de clocher que nous prétendons être le leader de l'édition technique électronique en France. En effet, le groupe Georges Ventillard peut présenter aux éventuels sceptiques des titres comme Le Haut-Parleur, Radio-Plans, Electronique Pratique, Sono, HiFi Stéréo et le dernier né Electronique Applications. Notre journal n'est d'ailleurs plus le dernier né depuis le 8 septembre, date de sortie du premier numéro de Micro-Systèmes.

Il s'est affirmé, lors des fréquentes discussions inter-rédactions, que nous nous devions d'être également à la pointe de cette technique nouvelle qu'est la micro-informatique et c'est ce qui a motivé, après étude, la mise en place d'un support orienté sur cette discipline. L'instigateur de cette création, Alain Tailliar, a conçu Micro-Systèmes en tenant compte des expériences des revues déjà implantées en micro-informatique et notamment Electronique Applications.

Notre journal, en effet, s'il publie des articles relatifs aux microprocesseurs, ne peut perdre de vue sa vocation essentiellement électronique et il était nécessaire de proposer un support uniquement axé sur l'informatique appliquée.

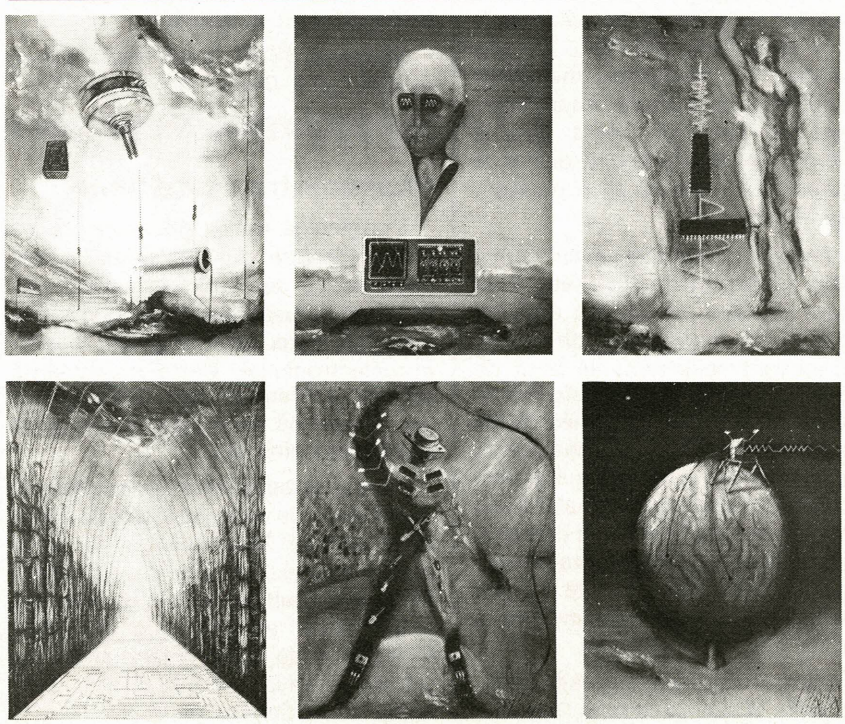
Définissons la vocation de Micro-Systèmes : il s'adresse à tous ceux qui, à des fins distractives ou professionnelles, désirent construire un micro-ordinateur, utiliser des programmes, connaître la technologie et la philosophie de la micro-informatique et plus généralement s'instruire sur une technique de pointe.

Au sommaire de ce premier numéro, nous avons noté, entre autres, les articles suivants :

- Initiation aux microprocesseurs (le système binaire, les mémoires...).
- Constitution d'une unité arithmétique et logique (ALU) pour microprocesseur.
- Initiation à la micro-informatique.
- Le langage Basic (syntaxe et formulation des premières instructions).
- La famille MCS 48 Intel.
- Réalisation d'une alarme à microprocesseur.
- Etude d'un générateur de fonctions à microprocesseurs.
- Comment tester une mémoire morte.
- Jeux sur micro-ordinateur : le startrek (simulation de bataille interstellaire).
- Description détaillée de deux micro-ordinateurs : le Apple-II et le Nascom-1.
- Etude technologique sur les V.MOS et leurs applications aux microprocesseurs.
- Programme Basic pour connaître un signe zodiacal.

Micro-Systèmes paraîtra tous les deux mois et son prix est de 10 F. Il est distribué en kiosques.

Toute l'équipe d'Electronique Applications lui souhaite bienvenue et longue vie. Son adresse enfin : Micro-Systèmes, 15, rue de la Paix, 75002 Paris. Tél. : 296.46.97.



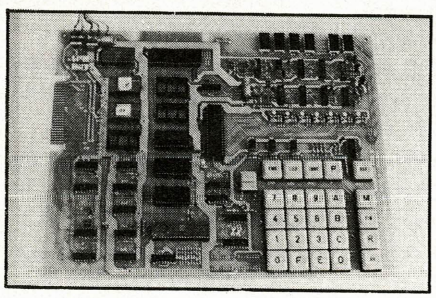
Les 6 premiers numéros d'E.A. sont encore disponibles 15 F chacun.

Envoyez votre demande accompagnée d'un chèque à : Electronique Applications Vente au numéro 2 à 12, rue de Bellevue 75940 Paris Cedex 19

NOUVEAUTES

Carte microprocesseur 6800

Une famille complète de modules, de fabrication française, permettent autour de la carte de base Mazel II, organisé autour du microprocesseur 6800, de construire un véritable micro-ordinateur.



Le Mazel II est une carte microprocesseur complète comprenant notamment le moniteur, un clavier, des afficheurs, des entrées/sorties. Cette carte d'un prix modique est idéale pour l'initiation aux microprocesseurs, pour la mise en pratique d'une petite application...

Ensuite l'utilisateur peut étendre son système avec des cartes telles que carte de visualisation sur TV, mémoires C/MOS, E/S...

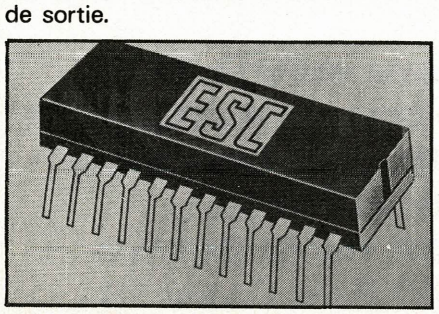
Le tout pouvant s'incorporer dans un rack spécial avec face avant gravé.

Cet ensemble s'adresse particulièrement aux hobbysts ou aux petits industriels ne pouvant investir dans des outils coûteux.

Gedis, 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. 604.81.70.

Lignes à retard digitales

Ces lignes à retard fabriquées par ESC Electronics sont présentées en boîtier DIL à 24 broches. Elles contiennent la totalité des composants actifs y compris les condensateurs d'isolement et les amplificateurs d'entrée et de sortie.



Il existe trois modèles de bases: LP50, LP100 et LP250 qui ont un retard maximal respectivement de 50, 100 et 250 nanosecondes en 5 incréments égaux. Toutefois, sur demande ESC peut fournir tout autre temps de retard. On peut noter que dans tous les cas le temps de montée maximal est de 8 nanosecondes.

De plus, ces lignes à retard sont aux normes militaires (– 55 °C à + 125 °C). Elles ne nécessitent qu'une seule alimentation entre + 4,5 V et 5,5 V. Le coefficient de température maximal est de 100 ppm/°C. Compatibles TTL et DTL, ces lignes à retard à haute performance ont une sortance maximale de 10 TTL par sortie ou de 20 par ligne.

ISC France, 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne-Billancourt. Tél. 604.52.75.

Un détecteur de fumée à usage domestique

Dans la plupart des incendies, les gens ne sont pas victimes des flammes, mais des gaz nocifs dégagés par la fumée. Pour se protéger contre ce risque, Siemens vient de mettre au point un détecteur de fumée grand public, facile à monter et à utiliser.

Basé sur un principe optoélectronique, le détecteur prévient, en cas d'incendie, les personnes menacées pour qu'elles puissent se rendre rapidement en lieu sûr avant que la concentration de la fumée ne devienne dangereuse, et afin qu'elles puissent appeler les secours.

En milieu domestique, avant qu'un incendie se déclare franchement, il est toujours précédé par un feu couvant avec un épais dégagement de fumée. C'est souvent seulement au bout de quelques heures qu'il se transforme en un véritable incendie. La fumée ou les gaz qui se dégagent ne sont pas perçus par les personnes endormies, qui perdent ainsi conscience en inhalant des gaz nocifs comme l'oxyde de carbone, et ne sont donc plus en mesure de réagir. Une cigarette mal éteinte ou une couverture chauffante peuvent être la cause de tels cas d'incendie.

Le détecteur de fumée grand public, de la taille d'une soucoupe, est fixé directement au plafond ou au mur des chambres à coucher ou de la salle à manger, par exemple. Une pile de 9 V assure pour un an environ l'alimentation de l'appareil qui ne nécessite donc pas de raccordement au secteur. Le détecteur de fumée indique, par un signal spécial, l'usure de la pile et la nécessité de son remplacement. Un bouton de contrôle permet à tout moment de vérifier le parfait fonctionnement de l'appareil.

Le détecteur de fumée fonctionne selon un principe optoélectronique: dans un labyrinthe optique, des particules de fumée dévient des éclairs de lumière émis à intervalles réguliers sur une cellule photoélectrique et un circuit d'analyse électronique déclenche un avertisseur sonore. A quelques mètres de distance, cet avertisseur a encore un volume sonore de 85 dB correspondant au bruit que fait un train de marchandises ou une musique radiophonique à forte puissance. Cette intensité suffit à réveiller une personne profondément endormie.

Siemens, 39-47, boulevard Ornano, 93203 Saint-Denis. Tél. 820.61.20.

Phasemètre numérique

L'originalité de ce nouveau phasemètre (destiné principalement à des applications sur courants industriels) réside dans l'isolation électrique totale entre les deux voies d'entrée (liaison optoélectronique). Cette particularité permet d'effectuer des mesures sur des circuits ne présentant aucun point électrique commun.

Le seuil de sensibilité des entrées est de 30 mV et la tension maximale applicable est de 300 Veff. (80 dB sans commutation). L'appareil est équipé de filtres anti-bruit et son fonctionnement entièrement automatique dispense l'utilisateur de toute intervention. La précision nominale est de 1° et la résolution de l'affichage de 0,1°.

Ce phasemètre porte la référence 2050 et existe sous deux versions couvrant respectivement les gammes de fréquence 10 Hz, 100 Hz et 40 Hz, 400 Hz.

Eurelco, Zone Industrielle, 06510 Carros. Tél. (93) 08.10.43.

Mini laboratoire pour médecine d'urgence

La recherche de certains paramètres sanguins est parfois indispensable à l'établissement d'un diagnostic, et par voie de conséquence, à la prescription d'une thérapeutique. Habituellement on fait appel au laboratoire avec comme inconvénient majeur : le délai de réponse, sauf pour les centres hospitaliers et les cliniques importantes. Toutefois, la médecine s'exerce aussi en dehors de ces lieux privilégiés. Nous pensons notamment aux petites cliniques, à la médecine de terrain (armée, sapeurs-pompiers, SAMU, etc.) éventuellement à la médecine générale en cabinet de groupe.

C'est pour ce créneau de clientèle que Compur (Munich) a mis au point un mini-laboratoire.

La gamme du matériel présenté est orientée vers l'analyse sanguine des paramètres suivants :

● Le taux d'hémoglobine et le nombre des globules rouges au moyen du mini photomètre Compur M 1000. Il suffit de 5 μl de sang prélevés au bout du doigt du patient, à l'aide d'un micro-capillaire calibré et hépariné intérieurement. Le micro-capillaire se remplit de lui-même. Ensuite, il est introduit dans une cuve à usage unique qui contient la solution réactive appropriée. Après agitation, l'ensemble est placé dans le photomètre. La lecture du résultat est directe, sans facteur de conversion.

● Le cholestérol, les protides totaux, la bilirubine et le glucose au moyen du miniphotomètre Compur M 1001, selon une procédure similaire à celle du modèle précédent. La longueur d'onde du faisceau lumineux est adaptée à ce type de mesure qui s'effectue sur le sérum et le plasma, avec des réactifs appropriés. L'obtention du sérum/plasma nécessite l'emploi d'une centrifugeuse qui est incluse dans ce module et qui a les mêmes caractéristiques que celles du module M 1100.

● L'hématocrite (volume des globules par rapport à celui du sang) et l'obtention du plasma à l'aide de la minicentrifugeuse Compur M 1100 apporte le complément indispensable à ce genre d'analyse. Le micro-capillaire, ayant servi au prélèvement, est positionné avec précision dans la centrifugeuse. Des graduations fournissent la lecture directe de l'hématocrite après rotation à 11 500 tr/mn pendant 3,5 mn.

L'originalité de la méthode tient à plusieurs facteurs. Tout d'abord la méthode de prélèvement qui réduit au minimum les risques d'erreur. Selon la technique du micro-dosage, le prélèvement est fait au bout du doigt au moyen d'un capillaire d'une contenance de 5-9 ou 27 μl selon l'analyse. Les cuves de réactifs sont à usage unique et leur remplacement coûte 6 F pièce. Le second facteur tient à la miniaturisation du matériel faisant appel aux dernières technologies de l'électronique. Fonctionnant sur piles. Enfin le prix, moins de 10 000 F pour l'ensemble des trois appareils.

L'intérêt de ce matériel est l'abord précis de problèmes ponctuels, en matière d'analyse. Il semblerait que l'ère des grosses unités centralisées soit, sinon révolue, tout au moins réservée aux groupes hospitaliers importants. Alors qu'il est plus facile de disséminer de petits appareils fournissant des résultats en moins d'un quart d'heure.

Techniques sur mesures, 54, rue Lafayette, 75009 Paris. Tél. 246.30.55.

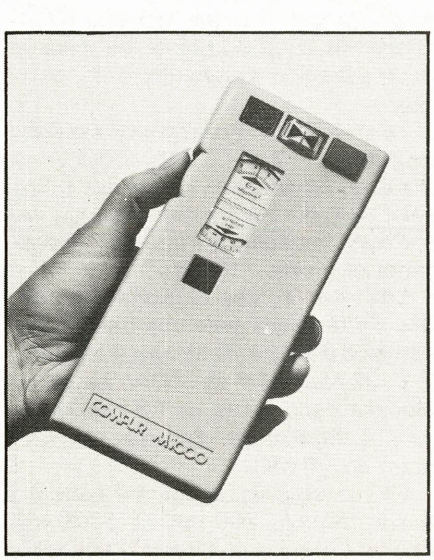
Circuit détecteur de surtensions

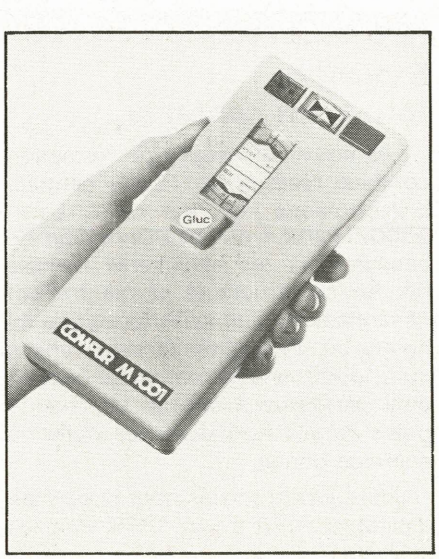
Texas Instruments vient d'annoncer la fabrication en seconde source du dispositif MC 3423, circuit de détection de surtensions et de protection.

Ce circuit a été conçu pour protéger les circuits électroniques contre les tensions transitoires, ainsi que pour remédier aux défauts de régulation par déclenchement d'un thyristor en court-circuit.

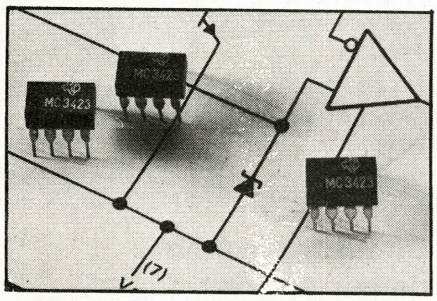
Le mécanisme de sécurité est mis en fonctionnement à la suite de la détection d'une surtension à l'entrée « Sense 2 » du dispositif ou de l'application d'un signal TTL à l'entrée « Remote Activate ». Le MC 3423 dispose de sorties séparées pour la commande du thyristor de court-circuit et pour fournir un signal logique à l'indicateur ou au circuit de contrôle de l'alimentation. Le MC 3423 dispose d'autre part d'une source en courant qui peut charger un condensateur de temporisation relié à l'entrée « Sense 2 » pour éliminer tout déclenchement dû à un parasite.

Ce nouveau circuit comporte égale-





ment une tension de référence interne de 2,6 V ; son fonctionnement est assuré avec un coefficient de température typique de 0,06 pour cent par degré C : son utilisation est recommandée dans tous les circuits de protection contre les surtensions, particulièrement dans les alimentations, les ordinateurs et les montages régulateurs de tension.



Le MC 3423 fonctionne dans la gamme de température 0-70 °C. Il est présenté dans un boîtier plastique ou céramique à 8 broches.

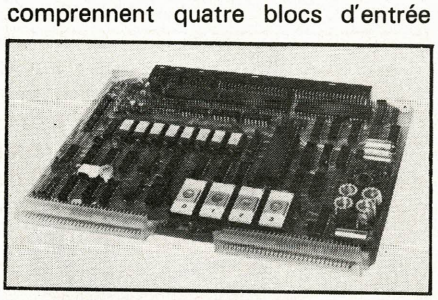
Texas Instruments, La Boursidière, Bloc A, RN 186, 92350 Le Plessis-Robinson. Tél. 630.23.43.

Micro-calculateur autour du Z 80

SGS-ATES présente sur le marché la première configuration de toute une série de cartes micro-calculateur élaborées autour de son microprocesseur Z 80 et de ses périphériques.

Cette configuration de carte offre les possibilités de taille mémoire suivantes : 4 k ou 16 k-octets de mémoire vive, et de sockets pour 16 octets de ROM, PROM ou EPROM. Cette configuration mémoire peut être étendue au moyen de cartes additionnelles jusqu'à 64 k-octets.

Les circuits d'interface sont particulièrement puissants et flexibles. Ils comprennent quatre blocs d'entrée



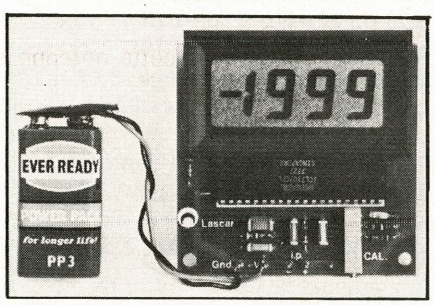
sortie bidirectionnels (2 Z80 PIO), un interface de communication (USART) compatible avec le standard RS 232 et boucle de courant 20 mA, ainsi qu'un interface double pour enregistreur audio de faible coût.

Un support logiciel complet résident stocké en mémoire morte est également disponible. Il inclut un moniteur sur 1 k-octet et un système opératif sur 8 k-octets comprenant un éditeur de texte, un assembleur, un programme de mise au point (debugger).

SGS-ATES France S.A., résidence « Le Palatino », 17, avenue de Choisy, 75643 Paris Cedex, tél. 584.27.30.

Voltmètre 3 1/2 digits

Lascar Electronics vient de commercialiser une version cristaux liquides de son voltmètre 3 1/2 digits. La hauteur des caractères est de 1,27 cm. Les caractéristiques sont : polarité automatique, précision 0,1 %, etc. Ils sont disponibles dans les gammes ± 1 999 mV et + 199,9 mV. Ces nouveaux modèles fonctionnent avec une alimentation de 7 à 12 V. Sa faible consommation fait de ce voltmètre l'idéal pour un matériel portable. Une pile standard de 9 V lui donne une autonomie de plusieurs mois.



La calibration se fait au moyen d'un potentiomètre ajustable 20 tours monté sur le circuit imprimé. Le dépassement de capacité est indiqué par l'extinction des trois derniers digits. Le point décimal est programmable et l'impédance d'entrée est de 10 MΩ.

Un bezel est disponible et permet un montage facile tout en donnant une présentation parfaite à l'ensemble.

Acousmat, 22, rue St-Ambroise, 75011 Paris. Tél. 375.16.97.

Stages de formation continue

Les nouveaux stages de formation continue réalisés par l'Ecole centrale d'électronique (12, rue de la Lune, 75002 Paris) n'ont pas l'intention de concurrencer les séminaires réalisés par les constructeurs et qui traitent généralement d'un sujet technique de pointe ou d'actualité. Ils sont conçus pour fournir une formation de base et pour permettre à chacun de faire le point de ses connaissances dans un domaine donné.

Les sujets proposés pour la période d'octobre 1978 à juin 1979 sont les suivants :

- Technologie des circuits intégrés
- Méthode de contrôle et fiabilité des composants et systèmes électroniques
- Techniques de conversion
- Circuits intégrés linéaires et digitaux
- Systèmes logiques
- Techniques des microprocesseurs
- Application des microprocesseurs
- Initiation à l'informatique
- Analyse et programmation
- Perfectionnement au langage Cobol
- Perfectionnement au langage Fortran
- Stages préparant au B.T.S. de gestion-informatique dans le cadre de la promotion sociale.

Dans le même esprit l'Ecole centrale d'électronique organise dans les domaines de ses spécialités, des stages répondant à des problèmes spécifiques d'une entreprise. Ces stages font l'objet d'un plan de formation spécialement adapté aux besoins et au niveau des stagiaires.

Le programme détaillé et le calendrier de tous les stages sont indiqués dans le catalogue Formation continue qui vous sera remis sur simple demande à : **Ecole centrale d'électronique,** 12, rue de la Lune, 75002 Paris. Tél. 236.78.87.

Multimètre numérique 2 000 points

Ce nouveau modèle conçu par Sinclair en remplacement de l'ancien DM2 est d'un fonctionnement simplifié et dispose d'une protection contre les surtensions. Il est rendu plus étanche et plus résistant aux chocs grâce à un nouveau boîtier plastique.

Portable, le DM 235 fonctionne sur batterie rechargeable ou sur adaptateurs secteur 220 V. Il utilise un affichage à diodes électroluminescentes d'une haute luminosité avec un large angle de vue. Il a une capacité d'affichage de ± 2000 points de mesure avec sélection automatique de polarité.

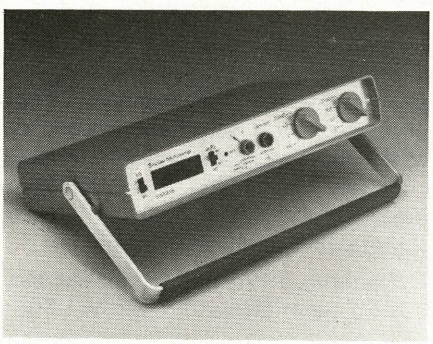
Le DM 235 a 4 calibres de tensions continues : 2 V, 20 V, 200 V et 1000 V. Sa précision est sur ces 4 calibres de 0,5 % ± 1 unité. Sur tous les calibres l'impédance d'entrée est constante et élevée : 10 MΩ.

Les mesures des tensions alternatives s'effectuent avec une bande passante de 30 Hz à 10 kHz en 4 calibres : 2 V, 20 V, 200 V et 750 V. La précision est, dans ce cas, de 1,5 % de la lecture. L'impédance d'entrée est toujours de 10 MΩ.

Quatre calibres de courant continu : 2 mA, 20 mA, 200 mA et 1000 mA donnent une étendue totale de mesure

de 1 μA à 1 A. La précision est de 1 % de la lecture ± 1 unité. Il en est de même pour les mesures des courants alternatifs, la précision, dans ce cas, étant de 1,5 % ± 2 unités.

La fonction ohmmètre permet à la fois les mesures traditionnelles de résistance de 2 kΩ à 20 MΩ et également le test des jonctions de semiconducteur. 5 gammes sont disponibles avec une précision de 1 % ± 1 unité.



Les protections ont été augmentées et par exemple en ohmmètre toutes les gammes supportent 250 V.

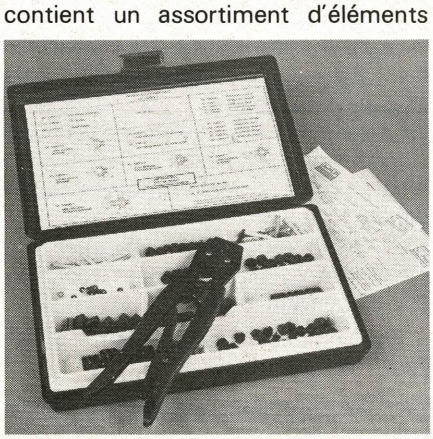
Tekelec Airtronic, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. 027.75.35.

Kit pour fibre optique

Le connecteur Optimate monovoie permet le raccordement rapide, fiable et économique d'une fibre monobrin ou multibrins d'un diamètre aussi petit que 400 microns.

Ce connecteur est fabriqué en thermoplastique présentant les mêmes caractéristiques que la gaine optique. Il se compose de six éléments : une embase destinée à recevoir la diode ou le détecteur, un capuchon fileté, un anneau à sertir, une bague recevant la fibre optique, un joint torique et une tête de polissage.

AMP vient de commercialiser également un coffret pour fibre optique qui contient un assortiment d'éléments



constitutifs et une pince de sertissage, permettant la réalisation de prototype ou de petites séries de liaisons optiques.

AMP, B.P. 39, 95301 Pontoise Cedex. Tél. 030.92.20.

Antenne intérieure électronique

Cette antenne est équipée d'un amplificateur UHF et est particulièrement destinée aux chaînes de télévision couleur ou noir et blanc travaillant dans cette gamme de fréquences. Toutefois, une antenne télescopique permet la réception des bandes VHF télé et modulation de fréquence, sans amplification électronique toutefois.

L'antenne « Multividéo » se raccorde au récepteur par une prise standard et une prise auxiliaire permet de brancher l'antenne extérieure déjà existante, travaillant alors en parallèle avec elle (surtout au niveau des VHF).

L'alimentation de cette antenne se fait sur le secteur 220 V avec une consommation très faible.

La gamme de fréquence couverte par l'amplificateur UHF est de 470 à 900 MHz. Le gain global est de 30 dB (8 dB pour l'antenne proprement dite + 22 dB pour l'électronique).

Deux boutons poussoirs sont utilisables, l'un remplissant la fonction marche-arrêt, l'autre la mise en service ou la coupure de l'antenne extérieure, si elle existe.

Remarquons particulièrement l'élégance et l'esthétique toute italienne de cette antenne intérieure qui peut rendre de nombreux services notamment aux téléspectateurs des zones frontalières.

SGS-ATES, 17, avenue de Choisy, 75643 Paris Cedex. Tél. 584.27.30.

Amplificateur intégré 12 W

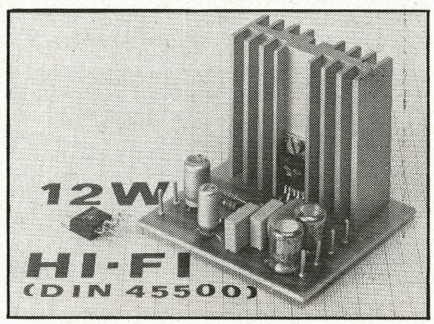
Le TDA 2030 est un nouvel amplificateur classe B, particulièrement désigné pour les équipements HiFi où la solidité, la fiabilité, la compacité et l'économie sont de la plus haute importance.

Assemblé dans le boîtier Pentawatt(R) à 5 pattes qui le rend pratique au montage, il a une puissance typique de sortie de 14 W (d = 0,5 %) à ± 14 V/4 Ω. La puissance minimale de sortie garantie à ± 14 V est de 12 W sur une charge de 4 Ω et de 8 W sur une charge de 8 Ω (DIN 45500).

Principales caractéristiques du TDA 2030 :

- tension d'alimentation élevée,
- courant de sortie important,
- faible bruit,
- distorsion très basse,
- réjection d'alimentation élevée.

De plus, ce dispositif possède des systèmes de protection interne contre les courts-circuits de charge et la température excessive de jonction.



Le haut niveau d'intégration du TDA 2030 permet de diminuer le nombre de composants externes, de réduire les volumes des appareils et les coûts.

SGS-Ates France S.A., résidence « Le Palatino », 17, avenue de Choisy, 75643 Paris Cedex. Tél. 584.27.30.

V-MOS fort courant

Siliconix présente le premier V-MOS d'une nouvelle famille fort courant, haute tension servant à la fois aux applications analogique et digitale.

Le VN 84GA a comme caractéristique de sortie : 12,5 A, 80 V et 0,4 Ω max.

Avec une puissance d'entrée de quelques microwatts, on peut obtenir jusqu'à 80 W de puissance de sortie en basse fréquence, ou 50 W à 30 MHz. Cette puissance d'entrée est de plusieurs ordres de grandeurs inférieurs à celle exigée par les Darlington bipolaires de puissance de sortie équivalente. A cela s'ajoute les inhérents avantages des V-MOS, plus grande vitesse de commutation, fort gain, haute impédance d'entrée, pas de second claquage, pas d'emballement thermique.

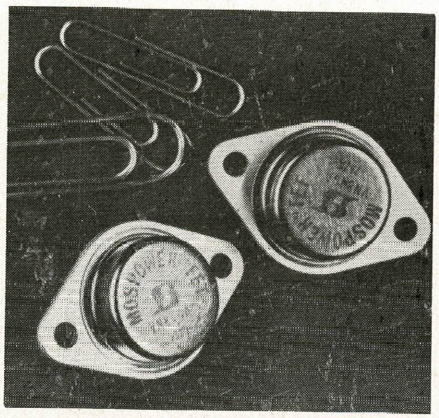
Le VN 84GA est bien adapté dans les régulateurs, les commandes de moteur, les amplificateurs audio.

Dans les régulateurs, le VN 84GA permet de réduire le nombre de composants en éliminant les circuits de protection propres aux bipolaires, en réduisant les exigences de puissance de commande, en simplifiant le schéma du circuit.

Avec le VN 84GA, on peut fonction-

ner à des fréquences plus hautes ce qui améliore le temps de réponse et réduit en taille et en poids les éléments.

Dans les amplificateurs linéaires, le VN 84GA est bien adapté, car on utilise la caractéristique de transfert linéaire et la réponse en fréquence.



Dans les amplificateurs, classe D, on utilise les temps de commutation rapide de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes, et le fait qu'il n'y a pas de temps de stockage.

Le VN 84GA peut être utilisé partout, où en fonction des capacités en puissance (125 W), on recherche la compacité, la simplicité, la fiabilité particulièrement dans les applications militaires et aérospatiales.

Siliconix, 70, avenue du Général-de-Gaulle, Echat 559, 94020 Créteil Cedex. Tél. 377.12.51.

Automatic testing 78

La sixième exposition internationale consacrée aux équipements de contrôle automatique se tiendra du 23 au 26 octobre inclus au Palais des Congrès, CIP, Porte Maillot à Paris.

Cette exposition constitue la plus importante présentation au monde d'appareils d'essai automatiques en réunissant environ 65 exposants venus d'USA, du Royaume-Uni, du Japon et de France.

Plusieurs conférences aborderont les aspects économiques, techniques et industriels du contrôle automatique.

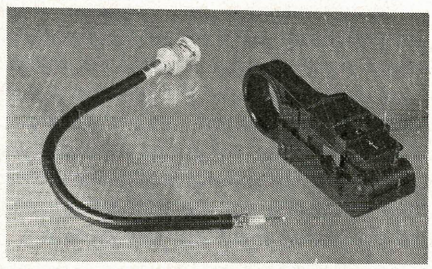
Renseignements pour la France: **Mme Morvan,** 3, allée M.-Utrillo, 92290 Chatenay-Malabry. Tél. 631.56.26.

Dénudeur rotatif pour câbles coaxiaux

Ampliversal vient de commercialiser un outil léger, solide maniable et simple pour le dénudage des câbles coaxiaux les plus couramment utilisés.

Deux versions d'outil permettent de dénuder en une ou deux opérations, aux longueurs requises pour le rendement optimum du connecteur utilisé. Trois jeux de matrices permettent le serrage de câbles de 3,5 à 7,6 mm de diamètre extérieur.

Deux vis et un curseur mobile à cinq positions permettent d'ajuster la hauteur de coupe et d'assurer le dénudage précis du câble utilisé.



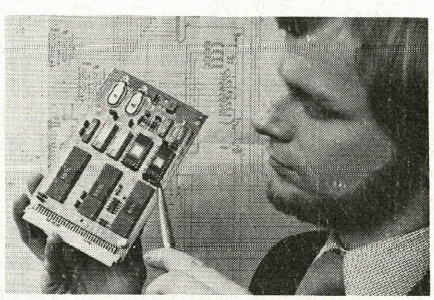
L'outil est livré avec clé de réglage et notice d'utilisation.

AMP, B.P. 39, 95301 Pontoise Cedex. Tél. 030.92.20.

Micro-ordinateur compact

Les utilisateurs qui trouvent les systèmes modulaires, ou réalisés par leurs soins, trop onéreux et les ordinateurs monochip trop simplistes peuvent désormais acquérir un micro-ordinateur compact, logé sur une seule platine.

Les spécialistes du développement de produits commandés par microprocesseurs ont le choix entre plusieurs solutions. Ils peuvent rechercher le matériel électronique nécessaire parmi les familles déjà existantes telles les SAB 8080 et les SAB 8085 et les assembler élément par élément ou sélectionner des modules pour les regrouper les uns avec les autres. Ou bien encore recourir au SAB 8048 pour les fonctions de commande relativement simples; il s'agit d'un micro-ordinateur complet regroupé sur un seul chip et toujours prêt à fonctionner.



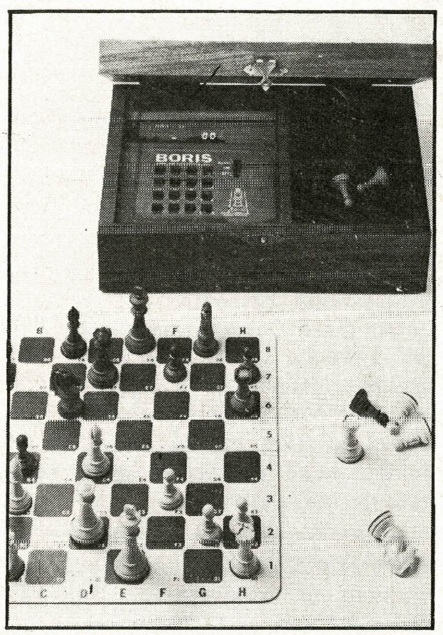
Le nouveau micro-ordinateur compact Siemens SKC 85 est aussi complet qu'un micro-ordinateur monochip et beaucoup plus performant. Il évite à beaucoup d'utilisateurs les problèmes posés par le matériel. Ce micro-ordinateur regroupé sur une platine s'insert parfaitement entre les modèles simples et les systèmes complexes capables d'exécuter de nombreuses fonctions.

Le SKC 85 monté sur une carte de format européen (100 mm x 160 mm) comprend un SAB 8085 servant d'unité centrale, et en fonction de l'équipement, une mémoire de programme de 4 k (PROM/EPROM), une mémoire RAM de 768 octets, quatre entrées d'interruption et 46 lignes d'entrée/sortie. Spécialement conçu pour servir de micro-ordinateur de commande indépendant, ce module compact dispose en outre de deux bases de temps (14 bits); sa tension d'alimentation est de + 5 V.

Siemens, 39-47, boulevard Ornano, 93203 Saint-Denis. Tél. 820.61.20.

Mini ordinateur pour jeu d'échecs

Ce mini-ordinateur pour jeu d'échecs portatif porte le nom de Boris (décidément, les Russes sont à l'honneur dans cette discipline).



Il peut jouer les blancs ou les noirs à partir de toutes les positions, résoud les problèmes en deux coups, réfléchit au choix de 1 seconde à plusieurs heures par coup et agrémente ses coups de nombreux commentaires, tels que: « Où avez-vous appris à jouer? », « Mat en 6 coups », « Donnez-moi plus de temps pour réfléchir », etc.

Radialva, 1, boulevard Ney, 75018 Paris. Tél. 201.50.00.

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie Edicis, 91019 Evry – Commission paritaire nº 59-178 – Dépôt légal 3e trimestre 1978

vous avez l'esprit technique vous aimez vous mesurer !

HEATHKIT®

... a conçu pour vous des kits électroniques, à la portée des esprits logiques, mais ... sans connaissance particulière au départ.

NOTRE CATALOGUE contient **150 KITS,** allant du système d'alarme le moins cher, au goniomètre digital ultra-perfectionné, en passant par l'oscilloscope, l'émetteur à ondes courtes, ou la chaîne haute-fidélité. Ces kits y sont décrits dans le détail, et leurs caractéristiques développées au maximum.

Chaque Kit est livré avec un manuel d'assemblage très complet (dessins éclatés, description des circuits, montage pièce par pièce). Ce manuel, conçu selon une méthode « pas à pas » est écrit dans un langage simple, à la portée d'un non-professionnel. Si par hasard vous butiez, le service HEATHKIT-ASSISTANCE serait là, prêt à vous renseigner, même par téléphone.

Vous avez la possibilité de toucher, apprécier le matériel, compulser les manuels d'assemblage, poser toutes questions à un ami technicien, en vous rendant à l'un des ...

" CENTRES HEATHKIT "
et services
HEATHKIT-ASSISTANCE

PARIS (6e) 84 bd Saint-Michel
téléphone 326.18.91

LYON (3e) 204 rue Vendôme
téléphone (78) 62.03.13

Bon à découper, à adresser à :

FRANCE : Heathkit, 47 rue de la Colonie, 75013 PARIS, tél. 588.25.81

BELGIQUE : Heathkit, 16 av. du Globe, 11.90 BRUXELLES, tél. 344.27.32

☐ **Je désire recevoir le catalogue 1978**
Je joins 2 timbres à 1 franc pour participation aux frais.

E. A 9-78

Nom _____

Prénom _____

N° _____ Rue _____

Code postal _____ Ville _____

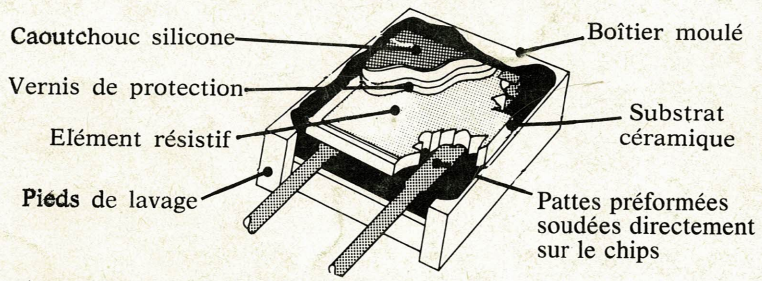
VISHAY

...POUR ETRE PRECIS

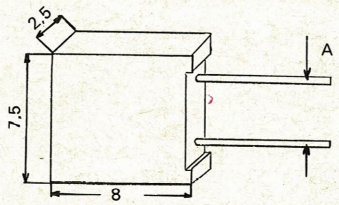
UNE NOUVELLE ÉTAPE TECHNOLOGIQUE

NOUVELLE CONSTRUCTION : NOUVELLES CARACTERISTIQUES

RÉSISTANCES SÉRIE "S"



— stabilité sous charge 0,05 % max. AR à puissance max. pour 10 000 h
— très faible force électromotrice : 0,3 μV/°C (différence de température entre les pattes)
— limites de température : — 55°C + 175°C.
— dimensions (S102J)



A : S102 J = 5,08 mm
S102C = 3,81 mm

APRES LE SUCCES DE LA S102 F :

LA S102 J, PLUS PERFORMANTE, EST MAINTENANT FABRIQUEE EN FRANCE

SERVICE EXPRESS 15 JOURS

NOM ..... TEL. .....
SOCIETE ..... DESIRE RECEVOIR
SERVICE ..... ☐ une documentation
ADRESSE ..... ☐ une visite

VISHAY-MICROMESURES

98, BOULEVARD GABRIEL-PERI
92240 MALAKOFF
TEL. 655.98.00
TELEX 270 140 F VISHFRA